



Universidad Carlos III de Madrid

Escuela Politécnica Superior

Ingeniería Técnica de Telecomunicación, Sistemas de  
Telecomunicación

Proyecto Fin de Carrera

Diseño de antenas de hilo de bajo perfil de doble banda basadas en  
estructuras periódicas de tipo *Dogbone*

Autor: Víctor Sánchez Martínez

Tutor: Eva Rajo Iglesias

1 de Julio de 2010



**Título:** Diseño de antenas de hilo de bajo perfil de doble banda basadas en estructuras periódicas de tipo Dogbone

**Autor:** Víctor Sánchez Martínez

**Director:** Eva Rajo Iglesias

## EL TRIBUNAL

Presidente: \_\_\_\_\_

Vocal:  
\_\_\_\_\_

Secretario:  
\_\_\_\_\_

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día \_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ de 20\_\_ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE



# Agradecimientos

---

Llegados a este punto, no sería cierto decir que todo lo que he conseguido y a dónde he llegado hasta este momento es únicamente mérito mío. Detrás de todas las páginas que componen esta memoria y de todo el camino que he recorrido hasta ahora está oculta la ilusión, la fe, la comprensión, y ante todo, la paciencia de gente que me quiere. Me parece injusto por tanto, no dedicarles un espacio en este momento, que marca el inicio de una nueva etapa en mi vida.

A mis padres, porque siempre habéis estado ahí, escuchándome y comprendiéndome. Gracias por haberme ayudado a no tirar la toalla cuando he tenido dudas acerca de mi futuro.

A mi hermano, porque aunque seas mayor de edad por los pelos, me has demostrado durante los últimos años una madurez y un apoyo que no hubiera podido esperar de otra persona con tu edad. Eres un amigo como pocos. Gracias por enseñarme a darle a las cosas su justa importancia.

A mis amigos, tanto a los que están como a los que ya no, por todos los momentos compartidos durante todos estos años. Por los malos, porque han servido para unirnos; pero sobre todo por los buenos momentos, que nos han unido más todavía si cabe. Vosotros sois en gran parte los “culpables” de lo que soy hoy.

No quiero olvidarme de mi familia artística, convertidos ya muchos de vosotros en buenos amigos. Gracias por haber sido mi válvula de escape durante este tiempo y haber sembrado algo de caos en mi “cuadriculada” mente de ingeniero.

Y por último, debo darle también las gracias a una chica muy especial para mí. Karina, gracias por enseñarme que en la vida no todo es tan negro como parece a veces y haber hecho de mí alguien más optimista. Gracias por los momentos que me has regalado y por completarme como persona. Gracias, en definitiva, por ser tú.

A todos y cada uno de vosotros. No me importa repetirlo hasta la saciedad. Gracias.



# Resumen

---

Las superficies AMC poseen cualidades especiales que las hacen útiles para algunas aplicaciones, como por ejemplo el diseño de antenas de bajo perfil. Dentro de esta aplicación hay dos propiedades que resultan de especial interés. La primera de ellas es que estos materiales se comportan como conductores magnéticos perfectos en un rango definido de frecuencias. Esto permite que elementos radiantes paralelos a la superficie situados a corta distancia puedan radiar de forma más eficiente porque la corriente que circula por el elemento y la corriente imagen están en fase. En segundo lugar, estas estructuras tienen una banda de frecuencia en la cual las ondas de superficie no se propagan. Esto resulta interesante para eliminar algunas interferencias en los diagramas de radiación.

Las estructuras *dogbone* han sido estudiadas y utilizadas para construir antenas de hilo bajo perfil utilizando dipolos. En este proyecto el objetivo es profundizar en el estudio de estas estructuras periódicas, y a partir de ello lograr diseñar por primera vez una estructura *dogbone* de doble banda para, en último lugar, poder tener un diseño de una antena de hilo de bajo perfil basada en este tipo de estructuras.





# Abstract

---

AMC surfaces have special qualities that make them useful for some applications, such as the design of low profile antennas. Within this application there are two properties that are especially interesting. First, these materials behave as perfect magnetic conductors in a defined range of frequencies. It allows parallel radiating elements placed parallel and close to the surface to radiate more efficiently because the current flowing through the element and the image current are in-phase. Second, these structures forbid surface waves propagation in a defined frequency band. This is interesting to eliminate some interference in the radiation patterns.

Dogbone structures have been studied and used to build low-profile wire antennas using dipoles. In this project the target is to deepen the study of these periodic structures, and achieve design a first Dogbone structure for dual-band. Finally, we want to design a dual-band low-profile wire antenna based on these structures.



## Índice general

<b>Capítulo 1. Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación del proyecto .....	1
1.2. Objetivos del proyecto .....	2
<b>Capítulo 2. Estudio paramétrico de estructuras <i>dogbone</i> .....</b>	<b>5</b>
2.1. Introducción .....	5
2.2. Análisis del módulo del coeficiente de transmisión.....	7
2.2.1. Comparación de las dos polarizaciones .....	8
2.2.2. Comparación entre <i>dogbone</i> en una cara o ambas .....	8
2.2.3. Barrido paramétrico sobre el ancho de la celda (A).....	9
2.2.4. Barrido paramétrico sobre el Alto de la celda (B).....	10
2.2.5. Barrido paramétrico sobre la Longitud de los extremos (C) .....	11
2.2.6. Barrido paramétrico sobre la Longitud brazo central (D) .....	11
2.2.7. Barrido paramétrico sobre el grosor del brazo central (E).....	12
2.2.8. Barrido paramétrico sobre el grosor de los extremos (E') .....	13
2.2.9. Barrido paramétrico sobre la permitividad del dieléctrico ( $\epsilon_r$ ) .....	13
2.2.10. Barrido paramétrico sobre el espesor del dieléctrico (S).....	14
2.3. Análisis de la fase del coeficiente de reflexión .....	15
2.3.1. Efecto del ancho de la celda (A) .....	17
2.3.2. Efecto del alto de la celda (B).....	18
2.3.3. Efecto del largo de los extremos (C) .....	18
2.3.4. Efecto del largo del brazo central (D).....	19
2.3.5. Efecto del ancho del brazo central (E).....	20
2.3.6. Efecto del ancho de los extremos (E') .....	21
2.3.7. Efecto de la permitividad del dieléctrico $\epsilon_r$ .....	22
2.3.8. Efecto del espesor del dieléctrico (S) .....	22
2.4. Conclusiones.....	23
<b>Capítulo 3. Estudio paramétrico de estructuras <i>dogbone</i> de doble banda y otros planos de masa .....</b>	<b>27</b>
3.1. Introducción .....	27

3.2.	Análisis de parámetros S con distintos tipos de <i>dogbone</i> .....	28
3.2.1.	Estructura <i>dogbone</i> paralela al eje Y.....	29
3.2.1.1.	Polarización paralela al eje Y.....	29
3.2.1.2.	Polarización paralela al eje X.....	30
3.2.2.	Estructura <i>dogbone</i> paralela al eje X.....	31
3.2.2.1.	Polarización paralela al eje Y.....	32
3.2.2.2.	Polarización paralela al eje X.....	33
3.2.3.	Celda <i>dogbone</i> en forma de Cruz de Jerusalén.....	34
3.2.3.1.	Polarización paralela al eje Y.....	34
3.2.3.2.	Polarización paralela al eje X.....	37
3.3.	Comparativa de distintos tipos de plano de masa.....	38
3.3.1.	Dipolo en espacio libre.....	39
3.3.2.	Comparación entre los distintos tipos de plano.....	40
3.3.2.1.	Plano de masa PEC.....	41
3.3.2.2.	Plano de masa PMC.....	41
3.3.2.3.	Plano de masa con estructuras <i>dogbone</i> .....	42
3.4.	Conclusiones.....	45
<b>Capítulo 4. Aplicación al diseño de antenas de bajo perfil: dipolo, lazo y monopolo .....</b>		<b>47</b>
4.1.	Introducción.....	47
4.2.	Estudio de distintos tipos de antena de hilo sobre distintos planos de masa formados por estructuras <i>dogbone</i> .....	48
4.2.1.	Estudio del dipolo.....	48
4.2.1.1.	Estudio de plano de masa con estructuras <i>dogbone</i> orientadas sobre Y.....	49
4.2.1.2.	Estudio de plano de masa con estructuras <i>dogbone</i> orientadas sobre X.....	53
4.2.1.3.	Estudio de plano de masa de doble banda con estructuras <i>dogbone</i> .....	59
4.2.2.	Estudio del lazo.....	81
4.2.2.1.	Caracterización del lazo.....	82
4.2.2.2.	Radio del lazo.....	83
4.2.2.3.	Altura del lazo.....	84
4.2.2.4.	Diagramas de radiación.....	86
4.2.3.	Estudio del monopolo.....	90
4.2.3.1.	Caracterización del monopolo.....	91
4.2.3.2.	Longitud del monopolo.....	93
4.2.3.3.	Altura del monopolo.....	94

4.2.3.4.	Sustrato DUROID 5880 (S= 0.787 mm.).....	95
4.2.3.5.	Sustrato DUROID 5880 (S= 1.5 mm.).....	101
4.2.3.6.	Sustrato 25N (S= 1.5 mm.) .....	108
4.2.3.7.	Diagramas de radiación por componentes .....	116
4.3.	Conclusiones.....	120
<b>Capítulo 5. Resultados experimentales .....</b>		<b>121</b>
5.1.	Introducción .....	121
5.2.	Implementación de los diseños.....	122
5.2.1.	Monopolo sobre plano de masa <i>dogbone</i> con seis celdas unitarias de lado.....	123
5.2.2.	Monopolo sobre plano de masa <i>dogbone</i> con cuatro celdas unitarias de lado ...	125
5.3.	Medidas en laboratorio.....	127
5.3.1.	Pruebas con otros diseños con elementos <i>dogbone</i> .....	127
5.3.2.	Monopolo sobre plano de masa <i>dogbone</i> con seis celdas unitarias de lado.....	130
5.3.3.	Monopolo sobre plano de masa <i>dogbone</i> con cuatro celdas unitarias de lado ...	131
<b>Capítulo 6. Conclusiones y posibles líneas futuras .....</b>		<b>133</b>
6.1.	Conclusiones.....	133
6.2.	Posibles líneas futuras.....	135
<b>Anexo 1. Resumen de costes .....</b>		<b>137</b>
<b>Anexo 2. Glosario de términos .....</b>		<b>140</b>
<b>Bibliografía .....</b>		<b>143</b>



## Índice de Figuras

<b>Fig 1.2.1:</b> Modo simétrico (a) y antisimétrico (b) en un par de conductores dogbone.....	3
<b>Fig 2.1.1:</b> Vista frontal de la celda unitaria Dogbone, con los parámetros básicos que la definen indicados.....	6
<b>Fig 2.2.1:</b> Celda unitaria dogbone con dos puertos guía onda y las condiciones de contorno apropiadas para su buen funcionamiento.....	7
<b>Fig 2.2.2:</b> Comparación de $ s(2,1) $ (dB) de una celda unitaria dogbone con los valores de referencia de sus parámetros, entre una polarización lineal de la onda incidente perpendicular o paralela al eje de la estructura. ....	8
<b>Fig 2.2.3:</b> $ s(2,1) $ (dB) correspondiente a estructura dogbone con sus parámetros a sus valores por defecto.....	9
<b>Fig 2.2.4:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de A manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto.. ....	10
<b>Fig 2.2.5:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de B manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores de referencia.....	10
<b>Fig 2.2.6:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de C manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto.. ....	11
<b>Fig 2.2.7:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de D manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. ....	12
<b>Fig 2.2.8:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de E manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. ....	12
<b>Fig 2.2.9:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de E' manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. ....	13
<b>Fig 2.2.10:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de $\epsilon_r$ manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. ....	14
<b>Fig 2.2.11:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de S manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. ....	14
<b>Fig 2.3.1:</b> Celda unitaria dogbone con un puerto guía onda y las mismas condiciones de contorno que en el apartado anterior, exceptuando el cambio en z mín. a $E_t=0$ para simular un plano de masa metálico. ....	15
<b>Fig 2.3.2:</b> Estructura utilizada para el estudio. Las medidas utilizadas por defecto son: A=70mm; B=28mm; C=13mm; D=19mm; E=E'=3.5mm; espesor del dieléctrico = 0.787mm; $\epsilon_r$ del dieléctrico = 2.2. ....	16
<b>Fig 2.3.3:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ de la celda unitaria dogbone con los valores de referencia de los parámetros. ....	17
<b>Fig 2.3.4:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de A manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores de referencia.....	17
<b>Fig 2.3.5:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de B manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores de referencia.....	18
<b>Fig 2.3.6:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de C manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores de referencia.....	19
<b>Fig 2.3.7:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de D manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. ....	20
<b>Fig 2.3.8:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de E manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto.....	20

<b>Fig 2.3.9:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $E'$ manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. ....	21
<b>Fig 2.3.10:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $\epsilon_r$ manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. ....	22
<b>Fig 2.3.11:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $S$ manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. ....	23
<b>Fig 3.2.1:</b> Celda unitaria con elemento dogbone orientado de forma paralela al eje Y. ....	28
<b>Fig 3.2.2:</b> Celda unitaria con elemento dogbone orientado de forma paralela al eje X. ....	29
<b>Fig 3.2.3:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de $D$ con polarización lineal paralela al eje Y. ....	30
<b>Fig 3.2.4:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $D$ con polarización lineal paralela al eje Y. ....	30
<b>Fig 3.2.5:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de $D$ con polarización lineal paralela al eje X. ....	31
<b>Fig 3.2.6:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $D$ con polarización lineal paralela al eje X. ....	31
<b>Fig 3.2.7:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de $D'$ con polarización lineal paralela al eje Y. ....	32
<b>Fig 3.2.8:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $D'$ con polarización lineal paralela al eje Y. ....	32
<b>Fig 3.2.9:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de $D'$ con polarización lineal paralela al eje X. ....	33
<b>Fig 3.2.10:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $D'$ con polarización lineal paralela al eje X. ....	33
<b>Fig 3.2.11:</b> Estructura Dogbone en configuración de cruz. ....	34
<b>Fig 3.2.12:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de $D$ con polarización lineal paralela al eje Y. ....	35
<b>Fig 3.2.13:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $D$ con polarización lineal paralela al eje Y. ....	35
<b>Fig 3.2.14:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de $D'$ con polarización lineal paralela al eje Y. Se compara con el caso del dogbone paralelo al eje Y con $D=19$ mm. ....	36
<b>Fig 3.2.15:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $D'$ con polarización lineal paralela al eje Y. Se compara con el caso del dogbone paralelo al eje Y con $D=19$ mm. ....	36
<b>Fig 3.2.16:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de $D$ con polarización lineal paralela al eje X. Se compara con el caso del dogbone paralelo al eje X con $D'=61$ mm. ....	37
<b>Fig 3.2.17:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $D$ con polarización lineal paralela al eje X. Se compara con el caso del dogbone paralelo al eje X con $D'=61$ mm. ....	37
<b>Fig 3.2.18:</b> $ s(2,1) $ (dB) para varios valores de $D'$ con polarización lineal paralela al eje X. ....	38
<b>Fig 3.2.19:</b> $\arg\{s(1,1)\}$ para varios valores de $D'$ con polarización lineal paralela al eje X. ....	38
<b>Fig 3.3.1:</b> Pérdidas de retorno $ s(1,1) $ en dB para dipolos en espacio libre. ....	40
<b>Fig 3.3.2:</b> Representación del dipolo y el plano asociado a él, en una vista lateral para poder apreciar bien la separación con el plano ( $h$ ) y la longitud del dipolo. ....	40
<b>Fig 3.3.3:</b> Pérdidas de retorno en dB para dipolo de longitud 52mm (0.347 $\lambda$ 2GHz), situado a " $h$ " mm. de un plano PEC. ....	41
<b>Fig 3.3.4:</b> Pérdidas de retorno en dB para dipolo de longitud 52mm (0.347 $\lambda$ 2GHz), situado a " $h$ " mm de un plano PMC. ....	42
<b>Fig 3.3.5:</b> Diseño de dipolo situado muy cerca de un plano de masa constituido por estructuras periódicas dogbone fotograbadas en una cara de un sustrato dieléctrico, con plano de masa metálico en la otra cara. ....	43
<b>Fig 3.3.6:</b> de retorno en dB para dipolo de longitud "long", situado a $h=1$ mm (0.007 $\lambda$ 2GHz) de un plano con estructuras periódicas Dogbone. ....	43
<b>Fig 3.3.7:</b> Parámetro $S_{2,1}$ para estructura dogbone con las siguientes medidas $A=35$ mm; $B=28$ mm; $C=13$ mm; $D=19$ mm; $E=3.5$ mm y $S_{1,1}$ del dipolo en espacio libre (long = 53mm). ....	44
<b>Fig 3.3.8:</b> Pérdidas de retorno para el diseño con un plano de masa con estructura dogbone con las siguientes medidas $A=35$ mm; $B=28$ mm; $C=13$ mm; $D=19$ mm; $E=3.5$ mm y dipolo (long = 53mm./0.353 $\lambda$ 2GHz) a una distancia " $h$ " del plano. ....	44
<b>Fig 4.2.1:</b> Diseño de dipolo situado muy cerca de un plano de masa compuesto por estructuras periódicas dogbone orientadas de forma paralela al eje Y. ....	49
<b>Fig 4.2.2:</b> Pérdidas de retorno en dB para dipolo de longitud "long", con $h=1$ mm.(0.007 $\lambda$ 2GHz) de un plano de masa con estructura dogbone paralelas al eje Y. ....	50



<b>Fig 4.2.3:</b> $ s(1,1) $ (dB) para el diseño con plano de masa dogbone y dipolo (long = 53mm) a una distancia "h" del plano. ....	50
<b>Fig 4.2.4:</b> $ s(1,1) $ (dB) para el diseño con un plano de masa dogbone con las mismas medidas que en el caso analizado anteriormente, inclinado 30° con respecto al eje Y. ....	51
<b>Fig 4.2.5:</b> $ s(1,1) $ (dB) para el diseño con un plano de masa dogbone con las mismas medidas que en el caso analizado anteriormente, inclinado 60° con respecto al eje Y. ....	52
<b>Fig 4.2.6:</b> $ s(1,1) $ (dB) para el diseño con un plano de masa dogbone con las mismas medidas que en el caso analizado anteriormente, inclinado 60° con respecto al eje Y. ....	52
<b>Fig 4.2.7:</b> $ s(1,1) $ para el diseño con L=53mm. y h=1mm. ....	53
<b>Fig 4.2.8:</b> Disposición de las estructuras dogbone paralelas al eje X en el diseño con D=26mm. ....	54
<b>Fig 4.2.9:</b> Parámetro $ s(1,1) $ para valores de L similares a los utilizados en el caso del dogbone de menor longitud. ....	55
<b>Fig 4.2.10:</b> $ s(1,1) $ para distintos valores de h. Se ha aplicado un zoom (entre 1.5 y 3 GHz.) para apreciar mejor los detalles que interesan. ....	56
<b>Fig 4.2.11:</b> $ s(1,1) $ para ángulo de 30° entre dipolo y dogbone con D=26mm. (0.173λ2GHz). ....	57
<b>Fig 4.2.12:</b> $ s(1,1) $ para ángulo de 60° entre dipolo y dogbone con D=26mm. (0.173λ2GHz). ....	57
<b>Fig 4.2.13:</b> $ s(1,1) $ para ángulo de 90° entre dipolo y dogbone con D=26mm. (0.173λ2GHz). ....	58
<b>Fig 4.2.14:</b> Resumen de los mejores valores de $s(1,1)$ (dB) y las frecuencias a las que se producen para cada ángulo analizado. ....	58
<b>Fig 4.2.15:</b> Diseño de plano de masa con estructuras dogbone para lograr adaptación en dos bandas distintas. ....	59
<b>Fig 4.2.16:</b> Diseño de plano de masa con el objetivo de conseguir adaptación en dos bandas. El dipolo ha sido colocado en el punto medio de las cuatro cruces que rodean su centro. ....	60
<b>Fig 4.2.17:</b> $s(1,1)$ para superficie AMC dual en banda con los parámetros utilizados en los anteriores casos (h = 1mm. y L = 53mm.) ....	60
<b>Fig 4.2.18:</b> Curva de $s(1,1)$ , valores de los mínimos y frecuencias a las que aparecen para varios valores de L. ....	61
<b>Fig 4.2.19:</b> $s(1,1)$ para h=3mm. y L=43mm. y L=57mm. ....	62
<b>Fig 4.2.20:</b> $s(1,1)$ para distintos valores de h con L=43mm (0.287λ2 GHz). ....	63
<b>Fig 4.2.21:</b> $s(1,1)$ de dipolo inclinado 30° respecto del eje Y sobre el plano de masa dogbone para dos bandas. ....	63
<b>Fig 4.2.22:</b> $s(1,1)$ de dipolo inclinado 45° respecto del eje Y sobre el plano de masa dogbone para dos bandas. ....	64
<b>Fig 4.2.23:</b> $s(1,1)$ de dipolo inclinado 60° respecto del eje Y sobre el plano de masa dogbone para dos bandas. ....	64
<b>Fig 4.2.24:</b> $s(1,1)$ de dipolo inclinado 90° respecto del eje Y sobre el plano de masa dogbone para dos bandas. ....	65
<b>Fig 4.2.25:</b> Diagrama de radiación en 3D y en coordenadas polares de un dipolo de L = 55mm (0.36λ2GHz) con $\varphi = 90^\circ$ y $\vartheta$ como variable. ....	66
<b>Fig 4.2.26:</b> $s(1,1)$ con un dipolo L=43 mm. y una distancia h=3 mm. entre el plano EBG y el dipolo. ....	67
<b>Fig 4.2.27:</b> $s(1,1)$ para varias longitudes L del dipolo con distancia h=3mm (0.02λ2GHz). entre dipolo y superficie AMC. ....	68
<b>Fig 4.2.28:</b> Diagrama de radiación del diseño del dipolo sobre plano de dogbones para fo1=2.04 GHz. .	69
<b>Fig 4.2.29:</b> Diagrama de radiación del diseño del dipolo sobre plano de dogbones para fo2=2.52 GHz. .	70
<b>Fig 4.2.30:</b> Representación del campo E en el corte correspondiente a la superficie del plano de masa en fo1. ....	72
<b>Fig 4.2.31:</b> Representación del campo E en el corte correspondiente a la superficie del plano de masa en fo2. ....	72
<b>Fig 4.2.32:</b> $ s(1,1) $ (dB) para antena con plano de masa con 8 celdas unitarias dogbone de lado, L=55mm. y h=3 mm. (L=0.36λ2GHz y h=0.02λ2GHz). ....	73

<b>Fig 4.2.33:</b> Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de ocho celdas dogbone de lado con $L = 55\text{mm.}$ , $h = 3\text{ mm.}$ y $f = 2.02\text{ GHz}$ .....	74
<b>Fig 4.2.34:</b> Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de ocho celdas dogbone de lado con $L = 55\text{mm.}$ , $h = 3\text{ mm.}$ y $f = 2.59\text{ GHz}$ .....	74
<b>Fig 4.2.35:</b> $S_{1,1}$ (dB) para antena con plano de masa con 6 celdas dogbone de lado, $L=55\text{ mm}$ y $h=3\text{ mm.}$ ( $L=0.36\lambda_{2\text{GHz}}$ y $h=0.02\lambda_{2\text{GHz}}$ ).....	75
<b>Fig 4.2.36:</b> Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de seis celdas dogbone de lado con $L = 55\text{mm.}$ , $h = 3\text{ mm.}$ y $f = 2.02\text{ GHz}$ .....	76
<b>Fig 4.2.37:</b> Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de seis celdas dogbone de lado con $L = 55\text{mm.}$ , $h = 3\text{ mm.}$ y $f = 2.59\text{ GHz}$ .....	76
<b>Fig 4.2.38:</b> $S_{1,1}$ (dB) para antena con plano de masa con 4 celdas dogbone de lado, $L=55\text{ mm}$ y $h=3\text{ mm.}$ ( $L=0.36\lambda_{2\text{GHz}}$ y $h=0.02\lambda_{2\text{GHz}}$ ).....	77
<b>Fig 4.2.39:</b> Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de cuatro celdas dogbone de lado con $L = 55\text{mm.}$ , $h = 3\text{ mm.}$ y $f = 2.02\text{ GHz}$ .....	78
<b>Fig 4.2.40:</b> Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de cuatro celdas dogbone de lado con $L = 55\text{mm.}$ , $h = 3\text{ mm.}$ y $f = 2.59\text{ GHz}$ .....	78
<b>Fig 4.2.41:</b> $S_{1,1}$ (dB) para antena con plano de masa con 2 celdas dogbone de lado, $L=55\text{ mm}$ y $h=3\text{ mm.}$ .....	79
<b>Fig 4.2.42:</b> Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de dos celdas dogbone de lado con $L = 55\text{mm.}$ , $h = 3\text{ mm.}$ y $f = 2.085\text{ GHz}$ .....	80
<b>Fig 4.2.43:</b> Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de dos celdas dogbone de lado con $L = 55\text{mm.}$ , $h = 3\text{ mm.}$ y $f = 2.59\text{ GHz}$ .....	80
<b>Fig 4.2.44:</b> Diseño del lazo situado sobre superficie AMC dogbone de forma paralela a él.....	81
<b>Fig 4.2.45:</b> Vista lateral del lazo sobre el plano dogbone.....	82
<b>Fig 4.2.46:</b> $ s_{1,1} $ (dB) del diseño con el lazo situado sobre plano dogbone, para distintos valores de $R$ , con $h=3\text{mm.}$ ( $0.02\lambda_{2\text{GHz}}$ ).....	83
<b>Fig 4.2.47:</b> $ s_{1,1} $ (dB) en diseño de lazo magnético sobre plano dogbone para varios valores de $h$ con $R = 19\text{mm.}$ ( $0.126\lambda_{2\text{GHz}}$ ).....	84
<b>Fig 4.2.48:</b> $ s_{1,1} $ (dB) en diseño de lazo magnético sobre plano dogbone para varios valores de $h$ con $R = 20\text{mm.}$ ( $0.133\lambda_{2\text{GHz}}$ ).....	85
<b>Fig 4.2.49:</b> Comparación del $ s_{1,1} $ (dB) con lazo pequeño sobre plano dogbone con $R = 19\text{mm.}$ y $h = 2.5\text{mm.}$ (rojo) y $R = 20\text{mm.}$ y $h = 3.5\text{mm.}$ (verde). .....	86
<b>Fig 4.2.50:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño de lazo con $R = 19\text{mm.}$ ( $0.126\lambda_{2\text{GHz}}$ ) sobre plano de dogbones para $f_{o1}=1.991\text{ GHz}$ .....	87
<b>Fig 4.2.51:</b> Representación del campo $E$ en $z = S$ para el diseño de lazo con $R = 19\text{mm.}$ ( $0.126\lambda_{2\text{GHz}}$ ) sobre plano de dogbones para $f_{o1}=1.991\text{ GHz}$ . .....	88
<b>Fig 4.2.52:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño de lazo con $R = 19\text{mm.}$ ( $0.126\lambda_{2\text{GHz}}$ ) sobre plano de dogbones para $f_{o2}=2.465\text{ GHz}$ .....	89
<b>Fig 4.2.53:</b> Representación del campo $E$ en $z = S$ para el diseño de lazo con $R = 19\text{mm.}$ ( $0.126\lambda_{2\text{GHz}}$ ) sobre plano de dogbones para $f_{o2}=2.465\text{ GHz}$ . .....	90
<b>Fig 4.2.54:</b> Vista en perspectiva del diseño de la antena, utilizando en este caso como antena de hilo un monopolo. ....	91
<b>Fig 4.2.55:</b> Corte transversal del diseño que muestra el detalle de cómo se ha insertado el monopolo en la superficie dogbone y el conector SMA que sirve de vía de alimentación al conjunto.....	92
<b>Fig 4.2.56:</b> $ S_{1,1} $ (dB) del diseño con distintas longitudes del monopolo ( $L$ ). .....	93
<b>Fig 4.2.57:</b> $ S_{1,1} $ (dB) del diseño para distintas alturas ( $h$ ) del monopolo sobre el plano dogbone. ....	94
<b>Fig 4.2.58:</b> $ S_{1,1} $ para antena utilizando sustrato DUROID 5880 con plano de masa de $6 \times 6$ dogbones con un espesor de $0.787\text{ mm.}$ ( $0.005\lambda_{2\text{GHz}}$ ).....	95
<b>Fig 4.2.59:</b> $S_{1,1} $ para antena utilizando sustrato DUROID 5880 con plano de masa de $4 \times 4$ dogbones con un espesor de $0.787\text{ mm.}$ ( $0.005\lambda_{2\text{GHz}}$ ).....	95

<b>Fig 4.2.60:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 dogbones de lado, en $f_{o1} = 2.075$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.....	96
<b>Fig 4.2.61:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 dogbones de lado, en $f_{o1} = 2.67$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.....	97
<b>Fig 4.2.62:</b> Representación del campo E correspondiente a $z = S$ , $f_{o1} = 2.075$ GHz. y $f_{o2} = 2.67$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor y 6x6 dogbones. ....	98
<b>Fig 4.2.63:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 dogbones de lado, en $f_{o1} = 2.075$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.....	99
<b>Fig 4.2.64:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 dogbones de lado, en $f_{o2} = 2.67$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.....	100
<b>Fig 4.2.65:</b> Representación del campo E correspondiente a $z = S$ , $f_{o1} = 2.075$ GHz. y $f_{o2} = 2.67$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor y dimensiones 4x4 dogbones. ....	101
<b>Fig 4.2.66:</b> $ S(1,1) $ para antena utilizando sustrato DUROID 5880 de 6x6 dogbones con un espesor de 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ).....	101
<b>Fig 4.2.67:</b> $ S(1,1) $ para antena utilizando sustrato DUROID 5880 de 4x4 dogbones con un espesor de 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ).....	102
<b>Fig 4.2.68:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 dogbones de lado, en $f_{o1} = 2.065$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.....	103
<b>Fig 4.2.69:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 dogbones de lado, en $f_{o2} = 2.69$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.....	104
<b>Fig 4.2.70:</b> Campo eléctrico presente en el plano correspondiente a $z = S$ , $f_{o1} = 2.065$ GHz. y $f_{o2} = 2.69$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor y dimensiones 6x6 dogbones. ....	105
<b>Fig 4.2.71:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 dogbones de lado, en $f_{o1} = 2.065$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.....	106
<b>Fig 4.2.72:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 dogbones de lado, en $f_{o2} = 2.54$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.....	107
<b>Fig 4.2.73:</b> Representación del campo E en $z = S$ , $f_{o1} = 2.065$ GHz. y $f_{o2} = 2.54$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor y dimensiones 4x4 dogbones. ....	108
<b>Fig 4.2.74:</b> $ S(1,1) $ para antena utilizando sustrato 25N de 6x6 dogbones con un espesor de 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ).....	108
<b>Fig 4.2.75:</b> $ S(1,1) $ para antena utilizando sustrato 25N de 4x4 dogbones con un espesor de 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ).....	109
<b>Fig 4.2.76:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 dogbones de lado, en $f_{o1} = 1.725$ GHz. para sustrato 25N con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor. ....	110
<b>Fig 4.2.77:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 dogbones de lado, en $f_{o2} = 2.25$ GHz. para sustrato 25N con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor. ....	111
<b>Fig 4.2.78:</b> Campo eléctrico presente en el plano correspondiente a $z = S$ , $f_{o1} = 1.725$ GHz. y $f_{o2} = 2.25$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor. ....	112
<b>Fig 4.2.79:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 dogbones de lado, en $f_{o1} = 1.725$ GHz. para sustrato 25N con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor. ....	113
<b>Fig 4.2.80:</b> Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 dogbones de lado, en $f_{o2} = 2.25$ GHz. para sustrato 25N con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor. ....	114
<b>Fig 4.2.81:</b> Campo eléctrico presente en el plano correspondiente a $z = S$ , $f_{o1} = 2.065$ GHz. y $f_{o2} = 2.69$ GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor y dimensiones 4x4 dogbones. ....	115
<b>Fig 4.2.82:</b> Vista 3D del modelo correspondiente diseño analizado con el diagrama de componentes. El monopolo se encuentra orientado según el eje Z.....	116
<b>Fig 4.2.83:</b> Diagrama de radiación de componentes Phi y Theta para $\phi=90^\circ$ y $f=2.075$ GHz. ....	117
<b>Fig 4.2.84:</b> Diagrama de radiación de componentes Phi y Theta para $\phi=90^\circ$ y $f=2.665$ GHz. ....	117
<b>Fig 4.2.85:</b> Diagrama de radiación de componentes Phi y Theta para $\theta=90^\circ$ y $f=2.075$ GHz. ....	118
<b>Fig 4.2.86:</b> Diagrama de radiación de componentes Phi y Theta para $\theta=90^\circ$ y $f=2.665$ GHz. ....	118

<b>Fig 4.2.87:</b> Representación del campo E en $y = S$ para $f=2.075$ GHz.....	119
<b>Fig 4.2.88:</b> Representación del campo E en $y = S$ para $f=2.665$ GHz.....	119
<b>Fig 5.2.1:</b> Implementación física del conector SMA que provee de alimentación al sistema. ....	123
<b>Fig 5.2.2:</b> Medidas del plano de masa implementado con 6x6 elementos dogbone.....	124
<b>Fig 5.2.3:</b> Dimensiones propias de la metalización utilizada en la implementación física del diseño. ....	125
<b>Fig 5.2.4:</b> Vista lateral del diseño sobre la zona del monopolito. ....	125
<b>Fig 5.2.5:</b> Medidas del plano de masa implementado con 6x6 elementos dogbone.....	126
<b>Fig 5.3.1:</b> Diseños de estructuras dogbone utilizadas en el experimento.....	128
<b>Fig 5.3.2:</b> Comparación de la fase del parámetro $s(1,1)$ para distintos diseños dogbone en una guía de onda.....	129
<b>Fig 5.3.3:</b> Vista frontal del diseño con monopolito sobre plano de masa dogbone de 6x6 elementos.....	130
<b>Fig 5.3.4:</b> Medición y simulación del nivel de adaptación del diseño con plano de masa dogbone con 6x6 elementos. ....	131
<b>Fig 5.3.5:</b> Vista de perfil del diseño con monopolito sobre plano de masa dogbone de 4x4 elementos. ...	132
<b>Fig 5.3.6:</b> Medición y simulación del nivel de adaptación del diseño con plano de masa dogbone con 4x4 elementos. ....	132

## Índice de tablas

<b>Tabla 2.1.1:</b> Parámetros característicos de la celda unitaria dogbone, con su descripción y su valor de referencia.....	6
<b>Tabla 2.2.1:</b> Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de $ s_{2,1} $ (dB) a esas frecuencias para cada valor de A. ....	9
<b>Tabla 2.2.2:</b> Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de $ s_{2,1} $ (dB) a esas frecuencias para cada valor de B. ....	10
<b>Tabla 2.2.3:</b> Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de $ s_{2,1} $ (dB) a esas frecuencias para cada valor de C. ....	11
<b>Tabla 2.2.4:</b> Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de $ s_{2,1} $ (dB) a esas frecuencias para cada valor de D. ....	12
<b>Tabla 2.2.5:</b> Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de $ s_{2,1} $ (dB) a esas frecuencias para cada valor de E. ....	12
<b>Tabla 2.2.6:</b> Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de $ s_{2,1} $ (dB) a esas frecuencias para cada valor de $E'$ . ....	13
<b>Tabla 2.2.7:</b> Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de $ s_{2,1} $ (dB) a esas frecuencias para cada valor de $\epsilon_r$ . ....	14
<b>Tabla 2.2.8:</b> Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de $ s_{2,1} $ (dB) a esas frecuencias para cada valor de S.....	15
<b>Tabla 2.3.1:</b> Parámetros característicos de la celda unitaria dogbone, con su descripción y su valor por defecto.....	17
<b>Tabla 2.3.2:</b> Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de A y el respectivo ancho de banda asociado.....	17
<b>Tabla 2.3.3:</b> Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de B y el respectivo ancho de banda asociado.....	18
<b>Tabla 2.3.4:</b> Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de C y el respectivo ancho de banda asociado.....	19
<b>Tabla 2.3.5:</b> Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de D y el respectivo ancho de banda asociado.....	20
<b>Tabla 2.3.6:</b> Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de E y el respectivo ancho de banda asociado. ....	21
<b>Tabla 2.3.7:</b> Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de $E'$ y el respectivo ancho de banda asociado.....	21
<b>Tabla 2.3.8:</b> Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de $\epsilon_r$ y el respectivo ancho de banda asociado.....	22
<b>Tabla 2.3.9:</b> Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de S y el respectivo ancho de banda asociado. ....	23
<b>Tabla 3.2.1:</b> Parámetros característicos de la celda unitaria dogbone, con metalización orientada según el eje X o Y, con su descripción y su valor de referencia. ....	29
<b>Tabla 3.3.1:</b> Parámetros característicos de la celda unitaria dogbone, con su descripción y valor. ....	42
<b>Tabla 4.2.1:</b> Parámetros característicos del conjunto antena con plano de masa dogbone por defecto, con su descripción y valor.....	49
<b>Tabla 4.2.2:</b> Parámetros característicos del conjunto antena con plano de masa dogbone por defecto, con su descripción y valor.....	54
<b>Tabla 4.2.3:</b> Resumen de los resultados de la adaptación para diferentes orientaciones del dipolo.....	65

<b>Tabla 4.2.4:</b> Parámetros característicos del lazo, con su descripción y su valor por defecto.....	82
<b>Tabla 4.2.5:</b> Valores que toma $ s(1,1) $ y las frecuencias de trabajo $f_{o1}$ y $f_{o2}$ para varios valores del radio del lazo (R).....	83
<b>Tabla 4.2.6:</b> Valores que toma $ s(1,1) $ y las frecuencias de trabajo $f_{o1}$ y $f_{o2}$ para varios valores de la altura del lazo sobre el plano de masa (h) con $R = 19$ mm. ....	85
<b>Tabla 4.2.7:</b> Valores que toma $ s(1,1) $ y las frecuencias de trabajo $f_{o1}$ y $f_{o2}$ para varios valores de la altura del lazo sobre el plano de masa (h) con $R = 20$ mm.....	85
<b>Tabla 4.2.8:</b> Valores de los parámetros representados en la figura correspondiente al corte lateral del diseño. ....	92
<b>Tabla 4.2.9:</b> Valores de los parámetros de la estructura dogbone que utilizarán en la búsqueda de la longitud óptima del monopolio. ....	93
<b>Tabla 5.2.1:</b> Características del plano de masa correspondientes al diseño de 6x6. ....	124
<b>Tabla 5.2.2:</b> Características de la antena correspondientes al diseño de 6x6.....	124
<b>Tabla 5.2.3:</b> Características del plano de masa correspondientes al diseño de 4x4. ....	126
<b>Tabla 5.2.4:</b> Características de la antena correspondientes al diseño de 4x4.....	126
<b>Tabla 5.3.1:</b> Especificaciones de los diseños dogbone utilizados en el experimento.....	128

# Capítulo 1:

## Introducción

---

### 1.1. Motivación del proyecto

En los últimos años, las superficies AMC (Artificial Magnetic Conductor), también conocidas como superficies de alta impedancia (HIS, High Impedance Surfaces), han recibido considerable atención por sus particulares propiedades electromagnéticas que permiten nuevos diseños de antenas y componentes.

Las superficies AMC son un tipo de las llamadas EBG (Electronic Band Gap) que permiten obtener propiedades muy similares a las de un conductor magnético perfecto (PMC, Perfect Magnetic Conductor) para un determinado rango de frecuencias. Esto resulta de mucho interés ya que los materiales PMC son ideales e imposibles de encontrar en la naturaleza. Por tanto, las superficies AMC son capaces de emular ciertos materiales que de otra forma no podrían ser utilizados, usando materiales comunes y de fácil fabricación y con ello abren nuevas opciones de diseño. Estas superficies se encuentran normalmente basadas en estructuras periódicas, con sus particulares celdas unitarias, compuestas por sustratos dieléctricos que contienen ciertos patrones de metalización.

Las superficies AMC tienen dos propiedades muy interesantes que no se dan en ningún material de forma natural y que pueden ser utilizadas en un amplio conjunto de aplicaciones de circuitos de microondas.

La primera de ellas es que las superficies AMC disponen de una banda de frecuencia “prohibida”. En esta banda, las ondas de superficie que suelen aparecer, por ejemplo, en planos de masa PEC no se propagan. Esto elimina interferencias que son producidas por estas ondas de superficie y hace que estos materiales sean muy útiles para algunas aplicaciones como planos de masa o filtros de guía de onda [1]. Por ejemplo, las antenas que utilizan planos de masa basados en superficies AMC tienen diagramas de radiación bastante uniformes gracias a la supresión de las citadas ondas de superficie, siempre que se trabaje dentro del rango de frecuencia para el que la estructura EBG ha sido diseñada.

La segunda es que las superficies AMC presentan una muy alta impedancia dentro de un rango de frecuencias. Por esta razón en estos materiales se obtienen coeficientes de reflexión muy cercanos a 1 y de fase  $0^\circ$  que permiten reflexiones de las ondas en fase. La fase del coeficiente de reflexión varía continuamente entre  $180^\circ$  y  $-180^\circ$  y pasa por cero a una frecuencia específica. Algunos autores consideran útil el ancho de banda comprendido entre los  $-90^\circ$  y  $90^\circ$  a cada lado de la frecuencia central. Gracias a esta curiosa propiedad una superficie AMC puede funcionar como plano de masa en antenas de hilo de bajo perfil, lo cual tiene muchas aplicaciones en sistemas de radio. El efecto obtenido se explica mediante la teoría de las imágenes: si circula una corriente paralela a un plano con características de conductor magnético, la imagen que aparece no sólo no anula esta corriente (cómo ocurriría en un PEC) sino que la intensifica; esto es, se obtiene una radiación más eficiente con una misma corriente.

## 1.2. Objetivos del proyecto

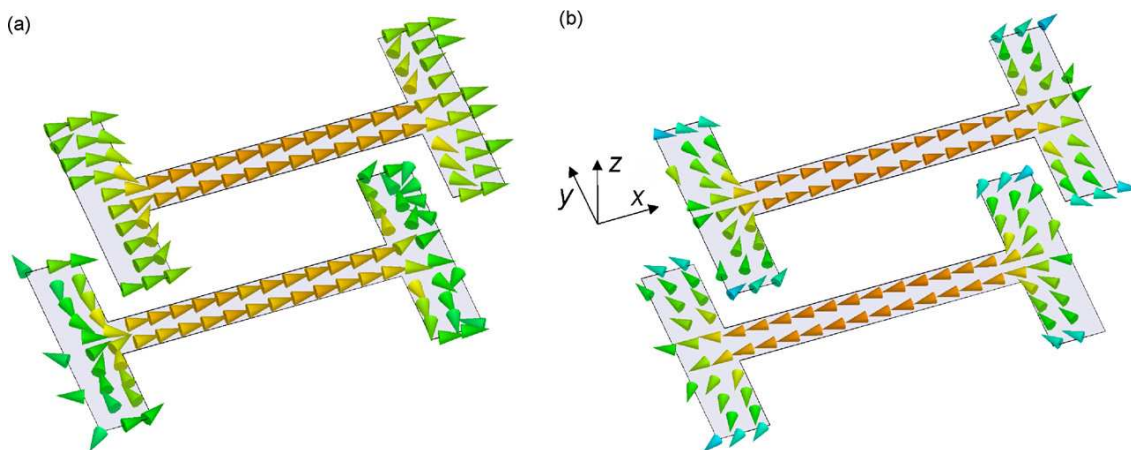
El objetivo principal de este proyecto es demostrar la viabilidad de la utilización de superficies AMC capaces de funcionar en dos bandas de frecuencia distintas para, posteriormente, ser utilizadas para el diseño de antenas de hilo de bajo perfil, concretamente aplicándolo a los casos del dipolo, monopolo y lazo magnético. Para ello, se propone utilizar un nuevo tipo de estructuras EBG, las conocidas como *Dogbone*. Estas estructuras han sido utilizadas previamente para el diseño de dipolos de bajo perfil. Aquí se propone, como aportación fundamental el diseñar estructuras *Dogbone* de doble banda y aplicarlas no sólo a dipolos sino también a otras antenas de hilo para conseguir antenas de hilo de bajo perfil de doble banda.

Estas estructuras están compuestas por metalizaciones planas situadas sobre un sustrato dieléctrico y adoptan su nombre de la forma característica que poseen, que recuerda bastante a los huesos que suelen roer los perros. Consta en esencia de tres secciones. Una principal larga que se corresponde con lo que sería la zona central del hipotético hueso; y otras dos a los laterales de la primera, más cortas y con su eje longitudinal situado de forma perpendicular al de ésta. La principal ventaja frente a estructuras de comportamiento similar es que la estructura en este caso es completamente plana, es decir, no necesita de ningún tipo de vía que atraviese el sustrato dieléctrico sobre el cual se asienta la metalización. Esto conlleva una notable simplicidad en su diseño y construcción.

En un rango específico de frecuencias, definido por las propiedades de la estructura unitaria *dogbone*, tales como las dimensiones de la metalización o el sustrato, o el espesor de éste último, aparece el comportamiento AMC o magnetismo artificial. Este comportamiento está asociado a la aparición del llamado modo antisimétrico entre dos metalizaciones *dogbone* estrechamente separadas por un sustrato dieléctrico.

En el modo antisimétrico las distribuciones de campo que aparecen en cada metalización están orientadas de forma opuesta la una a la otra, tal y como indica la **Fig.1.2.1**, de forma que crean una especie de bucle de corriente entre los dos *dogbone*. Esto da lugar a que la pareja de elementos se comporte como un dipolo magnético que produce el comportamiento AMC o magnetismo artificial, cuyo estudio es uno de los principales objetivos del proyecto. Este comportamiento lo controla en su mayoría la capacitancia que aparece entre cada par de conductores *dogbone* separados por el sustrato.





**Fig 1.2.1:** Modo simétrico (a) y antisimétrico (b) en un par de conductores *dogbone*. El primero de ellos está relacionado con la resonancia eléctrica y el segundo con la magnética.

Existe además otra forma de resonancia en estas estructuras. Es la llamada resonancia eléctrica, controlada por el modo simétrico, que se observa en la **Fig.1.2.1**. En esta frecuencia la percepción que se tiene de la superficie donde se encuentran los elementos *dogbone* es la un conductor eléctrico perfecto o PEC. El modo simétrico se encuentra principalmente controlado por el acoplamiento capacitivo que aparece entre las metalizaciones *dogbone* de celdas adyacentes [2].

En el segundo capítulo se aportará la base necesaria para abordar con garantías el diseño de un plano de masa basado en estas estructuras periódicas en dos dimensiones para que tengan comportamiento AMC. El objetivo de esta parte es la caracterización de dichas estructuras periódicas de tipo *dogbone* que dan lugar a estas superficies de alta impedancia. Para ello se realizará un estudio paramétrico de estas estructuras y se estudiará el comportamiento de estructuras con diferentes tipos de metalización.

Seguidamente, en el capítulo 3, a partir de las conclusiones obtenidas en el capítulo anterior, se procederá a realizar un estudio paramétrico, pero esta vez sobre una estructura capaz de funcionar en dos bandas de frecuencia, concretamente se pretende que ambas bandas se encuentren entre los 2 y 3 GHz. Así como resultado se tendrán superficies AMC de doble banda basadas en estructura de tipo *dogbone* que podrán ser utilizadas entre otras cosas como planos de masa.

Una vez diseñado el plano de masa de doble banda, en el cuarto capítulo, se aplicará el resultado al diseño de antenas de hilo de bajo perfil. Se diseñará un dipolo horizontal que se colocará sobre la superficie AMC de doble banda para estudiar las características principales del diseño conjunto, como el nivel de adaptación o el diagrama de radiación. El análisis de estas características permitirá determinar la viabilidad del uso de estos diseños en función de la aplicación concreta que se quiera implementar.

El capítulo 5 contiene los resultados experimentales obtenidos a partir de mediciones sobre los prototipos construidos. Tiene como objetivo la validación de los resultados obtenidos a lo largo del proyecto mediante la herramienta de simulación CST Microwave Studio.

Para terminar, el sexto y último capítulo del proyecto recogerá las principales conclusiones de éste y planteará posibles vías de aplicaciones tanto presentes como futuras.



## Capítulo 2:

# Estudio paramétrico de estructuras Dogbone

---

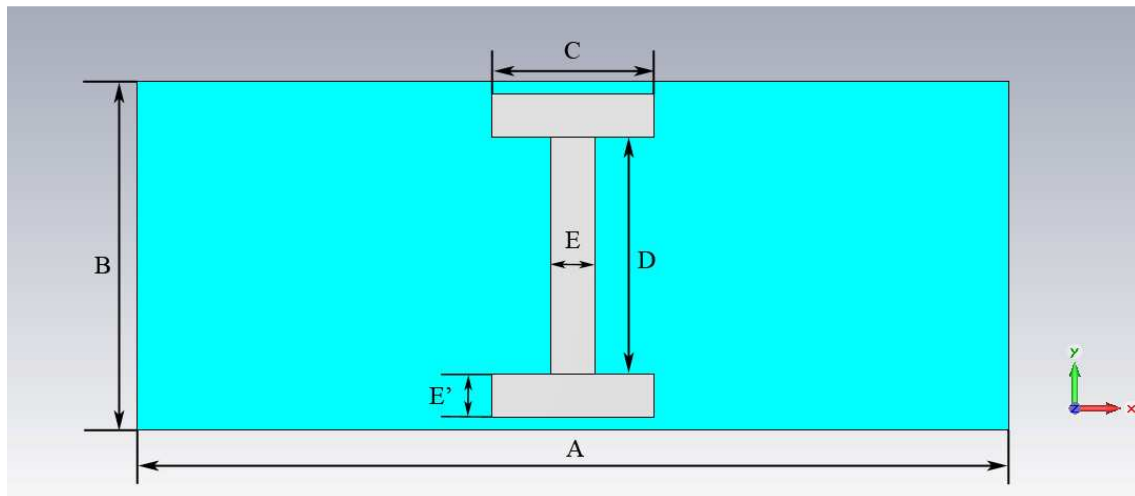
### 2.1. Introducción

En este capítulo el objetivo principal es averiguar y comprender algunas de las características electromagnéticas que presentan las estructuras *dogbone*, basándose sobre todo en la observación de los parámetros  $s$ , tanto en fase como en módulo. Para un correcto estudio de dicho comportamiento, es necesario realizar una serie de barridos paramétricos sobre las distintas características de la estructura unitaria, tales como longitud y anchura de los brazos, ancho y alto de la celda unitaria, espesor del sustrato sobre el que se encuentra fotograbada la estructura *dogbone*, permitividad relativa de este sustrato, etc. A partir de los datos extraídos de estos barridos se procederá a realizar un análisis de los mismos, comprobando si el montaje muestra o no características de conductor magnético perfecto; esto es, fase igual o en un rango cercano a 0. También se analiza como la variación de cada parámetro afecta al comportamiento de la estructura: frecuencia de resonancia, ancho de banda, etc.

El tamaño inicial usado en la estructura *dogbone* ha sido calculado de forma aproximada a partir de los modelos definidos en el artículo de G. Donzelli A. Vallecchi, F. Capolino, A. Schuchinsky [1] para trabajar a una frecuencia menor a la que se realiza el análisis en este artículo. Más concretamente, se busca que la estructura trabaje de forma aproximada a una frecuencia entre los 2 y 3 GHz.

Se analizarán dos tipos de estructuras mediante los parámetros  $s$ . La primera de ellas tiene la estructura *dogbone* fotograbada sobre ambas caras del sustrato. La segunda, en cambio, tiene la estructura *dogbone* fotograbada sobre el sustrato únicamente sobre una cara, teniendo la cara opuesta completamente cubierta por un plano de masa metálico.

A continuación, la **Fig.2.1.1** muestra una vista de la apariencia que tiene la celda unitaria de la estructura. El color gris representa a la metalización que forma la estructura en sí, y el color azul al sustrato dieléctrico sobre el cual va fotograbado el *dogbone*.



**Fig 2.1.1:** Vista frontal de la celda unitaria Dogbone, con los parámetros básicos que la definen indicados.

A modo de aclaración de la figura mostrada, se adjunta una tabla con todos los parámetros que definen la estructura, su descripción y las medidas que se han asignado por defecto de forma provisional a cada uno de ellos:

Parámetro	Descripción	Valor
A	Ancho de la celda unitaria	70mm. ( $0.467\lambda_{2GHz}$ )
B	Alto de la celda unitaria	28mm. ( $0.186\lambda_{2GHz}$ )
C	Longitud de los extremos (los dos brazos situados en los lados del brazo central)	13mm. ( $0.087\lambda_{2GHz}$ )
D	Longitud del brazo central	19mm. ( $0.127\lambda_{2GHz}$ )
E	Grosor del brazo central	3.5mm. ( $0.023\lambda_{2GHz}$ )
E'	Grosor de los extremos	3.5mm. ( $0.023\lambda_{2GHz}$ )
S	Espesor del sustrato (dieléctrico)	0.787mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ )
$\epsilon_r$	Permitividad eléctrica relativa del sustrato	2.2

**Tabla 2.1.1:** Parámetros característicos de la celda unitaria *dogbone*, con su descripción y su valor de referencia.

Las simulaciones para ver cómo se comporta la estructura AMC de tipo *dogbone* se van a realizar en su totalidad utilizando el software comercial CST Microwave Studio 2009, que ofrece todas las herramientas necesarias para la realización de este proyecto.

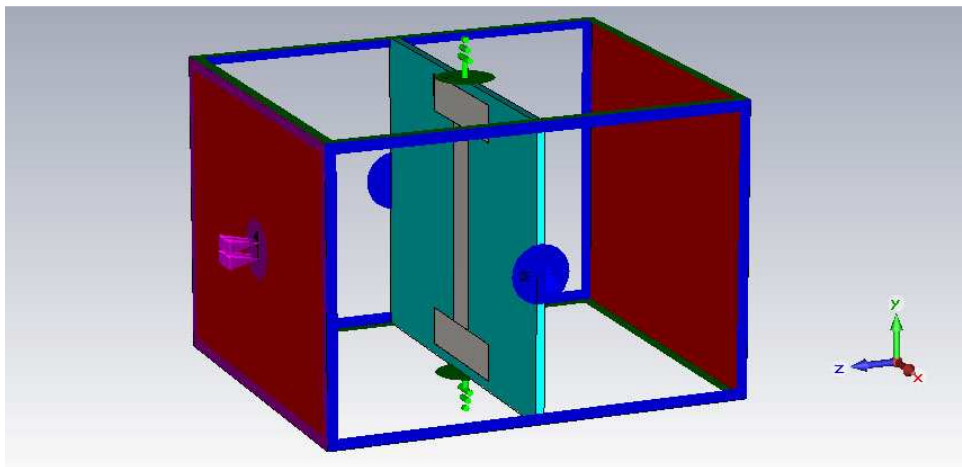
En este apartado en concreto, la simulación se realizará utilizando como fuente del campo un puerto de guía de onda. Esto permite, mediante el ajuste de las condiciones de contorno del modelo, conseguir polarizaciones de tipo lineal orientadas paralelamente al eje X en un caso, y al eje Y en el otro, para analizar el funcionamiento de la estructura también en base a la polarización del campo que incide sobre ella. Esto es, si se desea utilizar una polarización lineal del campo eléctrico con la dirección del eje X lo que se hace es dar a los valores máximo y mínimo de X una condición de  $E_t = 0$  (como si fuera un conductor eléctrico perfecto o PEC), y una condición  $H_t = 0$  en los valores máximo y mínimo de Y. El resultado es

algo muy parecido a tener una guía de onda en la que desde un extremo se excita el campo y en el otro se tiene situada la celda unitaria *dogbone*.

El objetivo en este capítulo por tanto es caracterizar el comportamiento de esta celda unitaria en base a dos criterios. El primero de ellos es el módulo del parámetro  $s(2,1)$  o coeficiente de transmisión. La forma que tiene de manifestarse este comportamiento es mediante la aparición de un pico en la transmisión en la frecuencia en la que se produce. El segundo de los criterios y más importante, pues es el rasgo característico de estas estructuras, es la fase en el coeficiente de reflexión. Al presentar comportamientos similares a los característicos de los conductores magnéticos perfectos, la fase debe valer cero en la frecuencia de trabajo de la estructura. Por tanto este capítulo quedará dividido en estas dos secciones. La primera dedicada a analizar el módulo del coeficiente de transmisión ( $|s(2,1)|$ ) y los cambios que producen los distintos valores de los parámetros de la estructura sobre éste; y la segunda dedicada a un análisis sobre las mismas variaciones de los parámetros pero esta vez observando la fase del coeficiente de reflexión.

## 2.2. Análisis del módulo del coeficiente de transmisión

En este apartado se analizará cómo afectan distintas características de la celda unitaria presentada en la **Fig.2.1.1** al módulo del coeficiente de transmisión. Las variaciones que se realizarán sobre la estructura no sólo afectan a los parámetros propios de ella, como sus dimensiones, permitividad del sustrato, etc. También se probará cómo reacciona ante dos polarizaciones distintas, una paralela al eje X y otra al eje Y; y qué diferencias existen entre tener la estructura *dogbone* fotograbada sólo en una o en ambas caras del sustrato. En este apartado las condiciones de contorno impuestas sobre el montaje son las especificadas en el apartado anterior, con la particularidad de que se tienen dos puertos de guía de onda, uno delante y el otro detrás de la estructura, para poder medir el coeficiente de transmisión entre uno y otro.

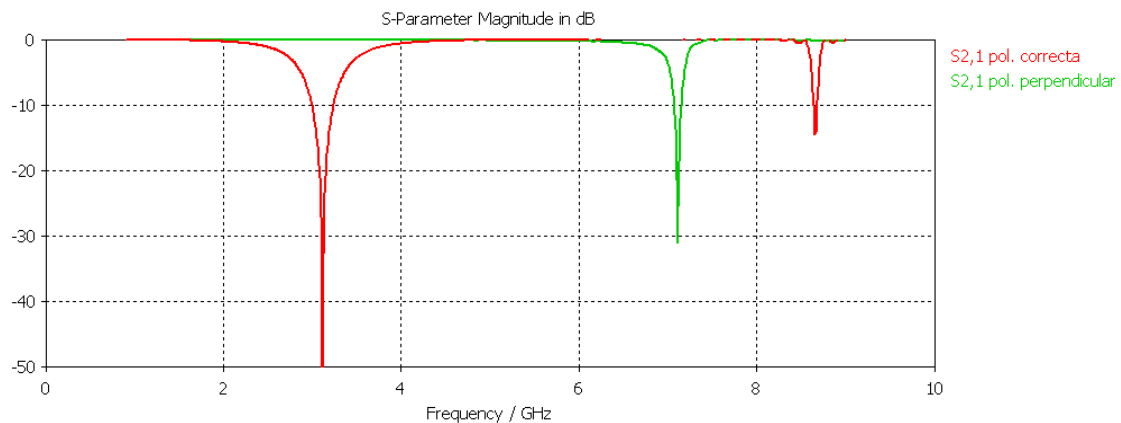


**Fig 2.2.1:** Celda unitaria *dogbone* con dos puertos guía onda y las condiciones de contorno apropiadas para su buen funcionamiento ( $E_t=0$  en Y máx. y mín.  $H_t=0$  en X máx. y mín. y circuito abierto en Z máx. y mín.).

Todos los barridos paramétricos se han realizado utilizando el diseño con todos los parámetros con sus valores de referencia (exceptuando los que son objeto del barrido paramétrico, claro), con el elemento *dogbone* presente en ambas caras, excepto en el caso en que se comparan ambas polarizaciones (paralelas al eje X y al eje Y, respectivamente) donde se la simulación se ha realizado sobre el modelo que únicamente tiene el elemento *dogbone* en una de las caras.

### 2.2.1. Comparación de las dos polarizaciones

Como puede observarse en la **Fig.2.2.2** existe una diferencia notable entre el comportamiento obtenido en ambas polarizaciones. Tal y como se dijo antes los valores de referencia deben hacer resonar a la estructura entre 2 y 3 GHz, teóricamente. Esta resonancia que se menciona es la llamada resonancia eléctrica, y se aprecia en la curva del parámetro  $s(2,1)$  como un mínimo profundo, o lo que es lo mismo, una anulación casi total de la transmisión. Este efecto se produce porque a esa frecuencia, las características de la onda incidente hacen que ésta actuase como si se encontrara con un conductor eléctrico perfecto. Tener la polarización del campo orientada de manera perpendicular al eje longitudinal del elemento (polarización paralela al eje X en este caso) produce que la celda unitaria resuene a una frecuencia muy por encima de los mencionados 2 o 3 GHz. Se puede apreciar claramente como la frecuencia a la que resuena la estructura prácticamente se duplica, pasando de los 3 GHz aproximadamente para los que está diseñada a frecuencias superiores a los 7 GHz., que quedan fuera del rango de interés en este proyecto. Por tanto, una estructura *dogbone* funciona correctamente cuando recibe una onda incidente con polarización lineal paralela a su eje longitudinal.

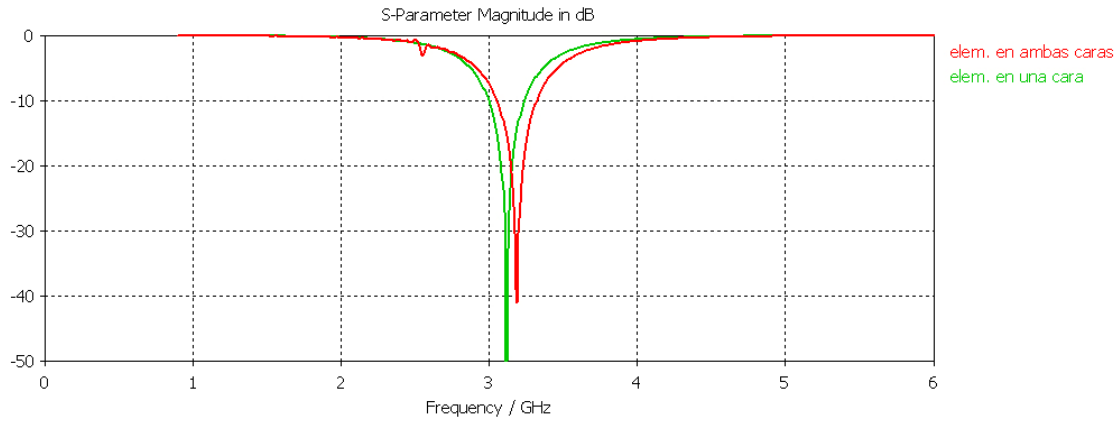


**Fig 2.2.2:** Comparación de  $|s(2,1)|$  (dB) de una celda unitaria *dogbone* con los valores de referencia de sus parámetros, entre una polarización lineal de la onda incidente perpendicular o paralela al eje de la estructura.

### 2.2.2. Comparación entre *dogbone* en una cara o ambas

En este apartado el objetivo es establecer la diferencia entre la respuesta que ofrece la celda unitaria *dogbone* teniendo el elemento en una única cara, y la misma celda unitaria con idénticos valores de sus parámetros con el elemento presente en las dos caras del sustrato. En

la **Fig.2.2.3** se observar claramente como, para el caso de la estructura en ambas caras, a una frecuencia más o menos cercana a la de resonancia eléctrica, se encuentra un punto en el que el coeficiente de transmisión ( $|s(2,1)|$ ) tiene un pico, en torno a 2.5 GHz. Este pico indica el punto dónde se encuentra la llamada frecuencia de resonancia magnética. Es en este punto dónde, en teoría, la estructura adquiere su comportamiento AMC. Por tanto, dado que para que aparezca este comportamiento debe aparecer la metalización en ambas caras del sustrato dieléctrico; de ahora en adelante todos los barridos paramétricos que se realicen en este capítulo utilizarán dicha estructura.



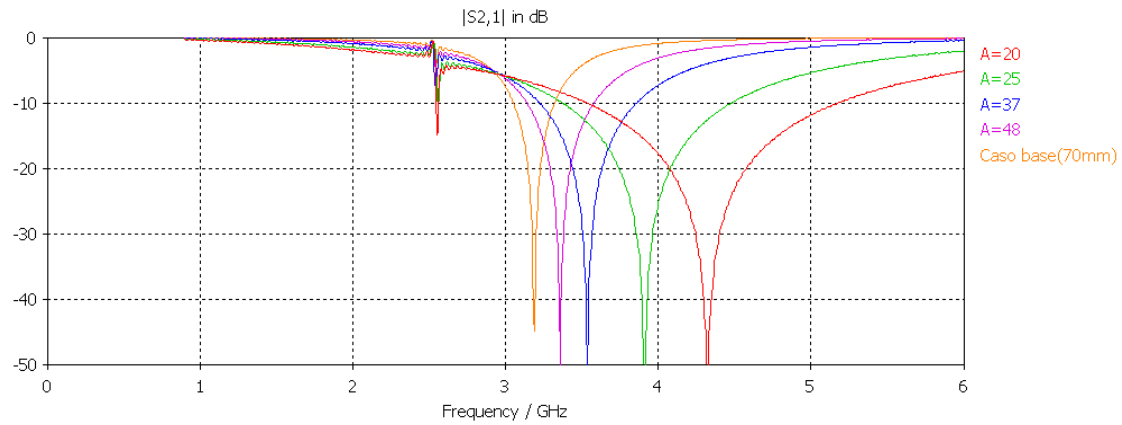
**Fig 2.2.3:**  $|s(2,1)|$  (dB) correspondiente a estructura *dogbone* con sus parámetros a sus valores por defecto. Se puede apreciar la diferencia entre tener la metalización únicamente en una cara del sustrato o en ambas.

### 2.2.3. Barrido paramétrico sobre el ancho de la celda (A)

Comenzaremos con el parámetro A, ancho de la celda unitaria. Al variar este parámetro se puede ver claramente en la **Fig.2.2.4** que la frecuencia de resonancia magnética se mantiene constante. Sin embargo si aumenta el nivel de la profundidad de la perturbación producida a esta frecuencia y la frecuencia de resonancia eléctrica a medida que disminuye A. Por tanto, se puede decir que este parámetro no afecta de manera sustancial al comportamiento AMC de la estructura. Esto se debe básicamente a que la frecuencia de resonancia magnética se encuentra mucho más relacionada con la metalización *dogbone* en sí que con la dimensiones de la celda en sí, que afectan mucho más a la frecuencia de resonancia eléctrica tal y como se puede apreciar en la siguiente figura.

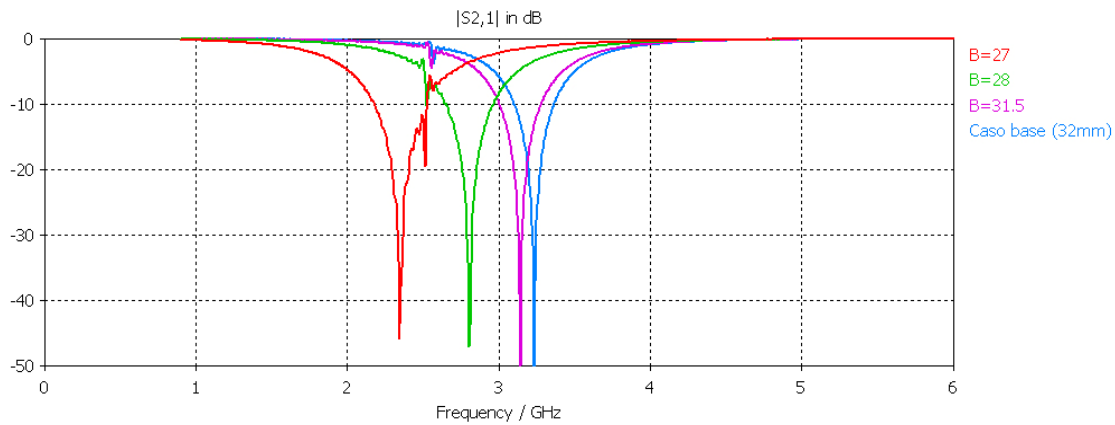
A	$f_m$	$ s(2,1) _{f_m}$ (dB)	$f_e$	$ s(2,1) _{f_e}$ (dB)
20 mm. ( $0.133\lambda_{2GHz}$ )	2.55 GHz.	-14.91 dB	4.32 GHz.	-50 dB
25 mm. ( $0.166\lambda_{2GHz}$ )	2.55 GHz.	-11.93 dB	3.90 GHz.	-50 dB
37 mm. ( $0.247\lambda_{2GHz}$ )	2.54 GHz.	-8.36 dB	3.53 GHz.	-50 dB
48 mm. ( $0.320\lambda_{2GHz}$ )	2.55 GHz.	-6.28 dB	3.35 GHz.	-50 dB
70 mm. ( $0.467\lambda_{2GHz}$ )	2.55 GHz.	-4.13 dB	3.19 GHz.	-50 dB

**Tabla 2.2.1:** Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de  $|s(2,1)|$  (dB) a esas frecuencias para cada valor de A.



**Fig 2.2.4:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de A manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética se mantiene constante.

## 2.2.4. Barrido paramétrico sobre el Alto de la celda (B)



**Fig 2.2.5:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de B manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores de referencia. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética se mantiene constante y como la eléctrica se reduce al disminuir B.

B	$f_m$	$ s(2,1) _{f_m}$ (dB)	$f_e$	$ s(2,1) _{f_e}$ (dB)
27 mm. ( $0.180\lambda_{2GHz}$ )	2.52 GHz.	-19.52 dB	2.34 GHz.	-45.87 dB
28 mm. ( $0.187\lambda_{2GHz}$ )	2.53 GHz.	-10.14 dB	2.80 GHz.	-48.1 dB
31.5 mm. ( $0.21\lambda_{2GHz}$ )	2.56 GHz.	-4.57 dB	3.14 GHz.	-50 dB
32 mm. ( $0.213\lambda_{2GHz}$ )	2.57 GHz.	-3.93 dB	3.24 GHz.	-50 dB

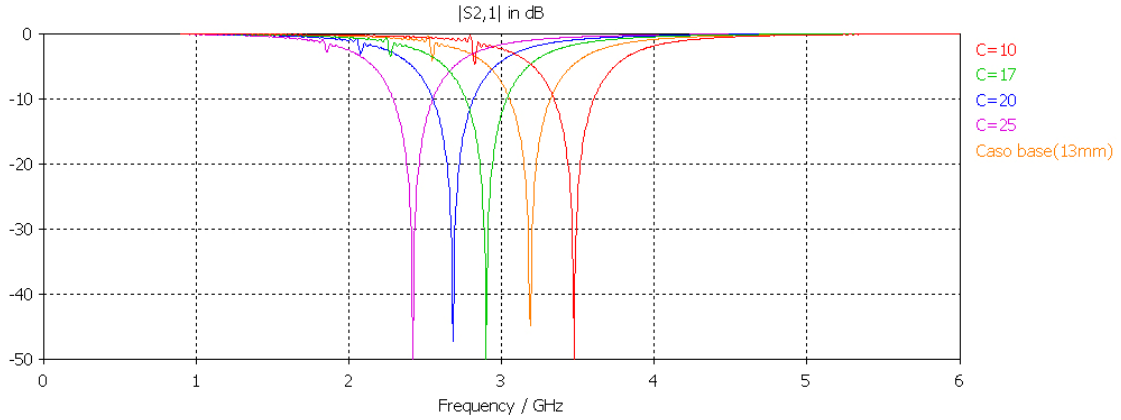
**Tabla 2.2.2:** Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de  $|s(2,1)|$  (dB) a esas frecuencias para cada valor de B.

A continuación se pasa a estudiar la variación que produce B. Se puede observar como la frecuencia de resonancia magnética permanece prácticamente constante, aunque es ligeramente más alta para los valores más grandes. También se ve como al disminuir el alto de la celda aumenta la perturbación en la frecuencia de resonancia magnética y disminuye la frecuencia de resonancia eléctrica al disminuir B. Esto último puede estar asociado a la aparición de una capacitancia entre los extremos de estructuras de celdas adyacentes, ya que, aunque estas simulaciones se realizan utilizando una única celda unitaria, la teoría de las



imágenes junto con las condiciones de contorno establecidas hacen que aparezcan imágenes de la estructura en los laterales de los límites de la celda unitaria, de forma simétrica a estos. Por tanto, reducir B implica un efecto muy parecido al que conlleva aproximar dos placas pertenecientes a un condensador. Además también se observa que la frecuencia de resonancia eléctrica puede estar por encima o por debajo de la magnética con solo ajustar un parámetro.

### 2.2.5. Barrido paramétrico sobre la Longitud de los extremos (C)



**Fig 2.2.6:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de C manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se observa como al aumentar C tanto la frecuencia de resonancia magnética como la eléctrica disminuyen.

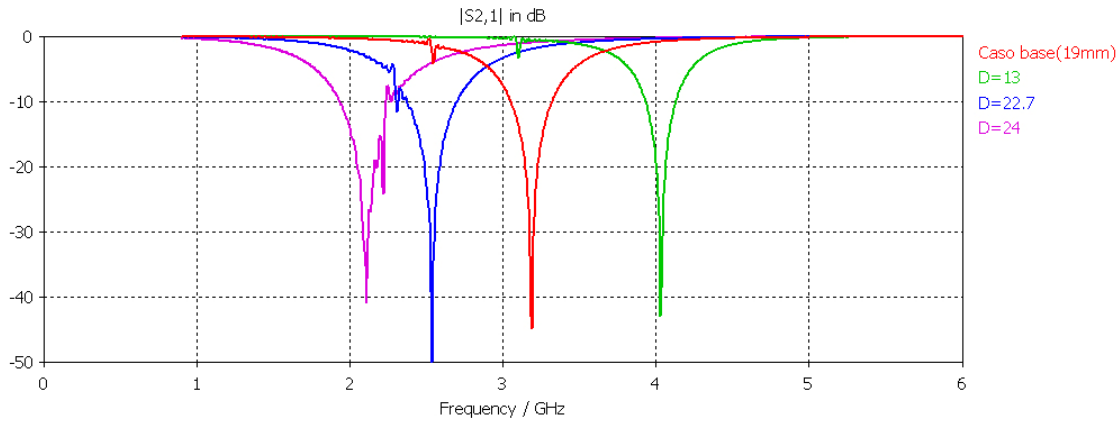
En este caso variando C, esto es, la longitud de los extremos del *dogbone* se puede observar, tal y como muestra la **Fig.2.2.6**, que cuanto mayor sea longitud de los extremos, menor serán las frecuencias de resonancia tanto eléctrica o magnética. Por tanto, se puede decir que el parámetro C afecta de forma más o menos inversamente proporcional a la frecuencia a la que resuena la estructura, así como que este será uno de los principales parámetros que habrá que modificar cuando se quiera ajustar una frecuencia de trabajo en concreto.

C	$f_m$	$ s(2,1) _{f_m}$ (dB)	$f_e$	$ s(2,1) _{f_e}$ (dB)
10 mm. ( $0.180\lambda_{2GHz}$ )	2.82 GHz.	-4.64 dB	3.47 GHz.	-50 dB
13 mm. ( $0.180\lambda_{2GHz}$ )	2.55 GHz.	-4.14 dB	3.19 GHz.	-44.87 dB
17 mm. ( $0.180\lambda_{2GHz}$ )	2.27 GHz.	-3.47 dB	2.90 GHz.	-50 dB
20 mm. ( $0.180\lambda_{2GHz}$ )	2.07 GHz.	-3.15 dB	2.68 GHz.	-47.15 dB
25 mm. ( $0.180\lambda_{2GHz}$ )	1.86 GHz.	-2.88 dB	2.42 GHz.	-50 dB

**Tabla 2.2.3:** Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de  $|s(2,1)|$  (dB) a esas frecuencias para cada valor de C.

### 2.2.6. Barrido paramétrico sobre la Longitud brazo central (D)

En la **Fig.2.2.7**, se puede ver cómo afecta a  $s(2,1)$  variar el parámetro D. Al aumentar su valor disminuye de forma muy fuerte la frecuencia de resonancia eléctrica, y en menor medida la magnética. Existe un valor de D a partir del cual la frecuencia de resonancia eléctrica ha disminuido tanto que se vuelve menor que la frecuencia de resonancia magnética.

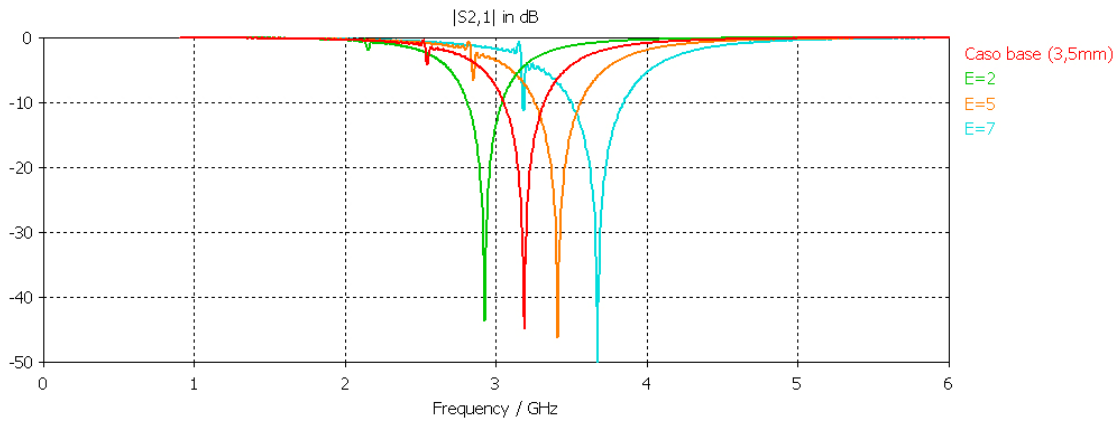


**Fig 2.2.7:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de D manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se observa como al aumentar D tanto la frecuencia de resonancia magnética como la eléctrica disminuyen.

D	$f_m$	$ s(2,1) _{f_m}$ (dB)	$f_e$	$ s(2,1) _{f_e}$ (dB)
13 mm. ( $0.087\lambda_{2GHz}$ )	3.1 GHz.	-3.26 dB	4.03 GHz.	-42.9 dB
19 mm. ( $0.126\lambda_{2GHz}$ )	2.55 GHz.	-4.14 dB	3.19 GHz.	-44.87 dB
22.7 mm. ( $0.151\lambda_{2GHz}$ )	2.31 GHz.	-11.67 dB	2.54 GHz.	-50 dB
24 mm. ( $0.16\lambda_{2GHz}$ )	2.22 GHz.	-24.13 dB	2.11 GHz.	-40.89 dB

**Tabla 2.2.4:** Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de  $|s(2,1)|$  (dB) a esas frecuencias para cada valor de D.

### 2.2.7. Barrido paramétrico sobre el grosor del brazo central (E)



**Fig 2.2.8:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de E manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se observa como al aumentar E aumentan también la frecuencia de resonancia magnética y eléctrica.

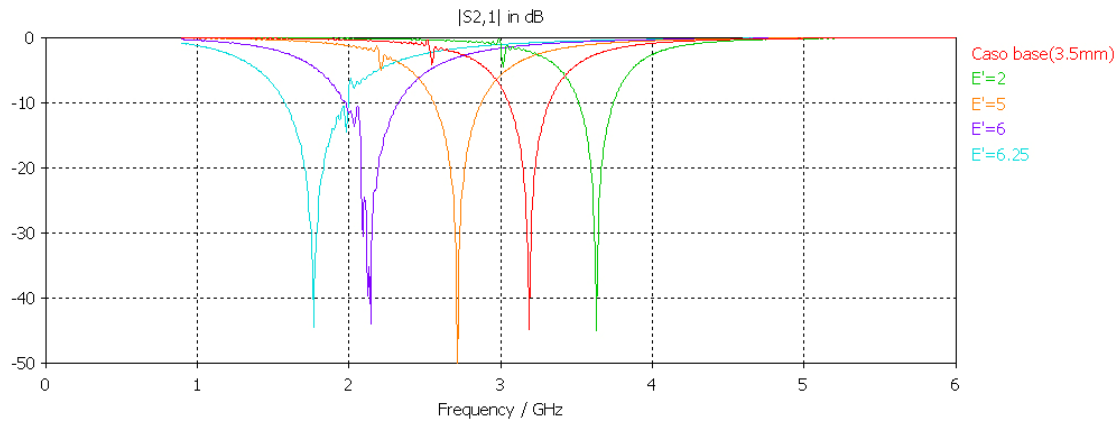
E	$f_m$	$ s(2,1) _{f_m}$ (dB)	$f_e$	$ s(2,1) _{f_e}$ (dB)
2 mm. ( $0.013\lambda_{2GHz}$ )	2.15 GHz.	-1.98 dB	2.92 GHz.	-43.65 dB
3.5 mm. ( $0.023\lambda_{2GHz}$ )	2.55 GHz.	-4.14 dB	3.19 GHz.	-44.87 dB
5 mm. ( $0.033\lambda_{2GHz}$ )	2.85 GHz.	-6.67 dB	3.41 GHz.	-46.26 dB
7 mm. ( $0.047\lambda_{2GHz}$ )	3.18 GHz.	-11.28 dB	3.67 GHz.	-50 dB

**Tabla 2.2.5:** Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de  $|s(2,1)|$  (dB) a esas frecuencias para cada valor de E.

En este caso, tal y como muestra la **Fig.2.2.8** se observa como al aumentar el grosor del brazo central del *dogbone* aumentan a la par las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética, a la vez que la profundidad de la perturbación causada por esta última.

## 2.2.8. Barrido paramétrico sobre el grosor de los extremos ( $E'$ )

Al contrario que en el caso anterior, se puede cómo a al aumentar el grosor de los extremos de la estructura *dogbone*, es menor la frecuencia de resonancia eléctrica y magnética, como se aprecia en la **Fig.2.2.9**. Este efecto se cumple hasta un valor de  $E'$  (6 mm. o  $0.04 \lambda_{2GHz}$ ), a partir del cual la frecuencia de resonancia magnética parece permanecer más o menos constante.



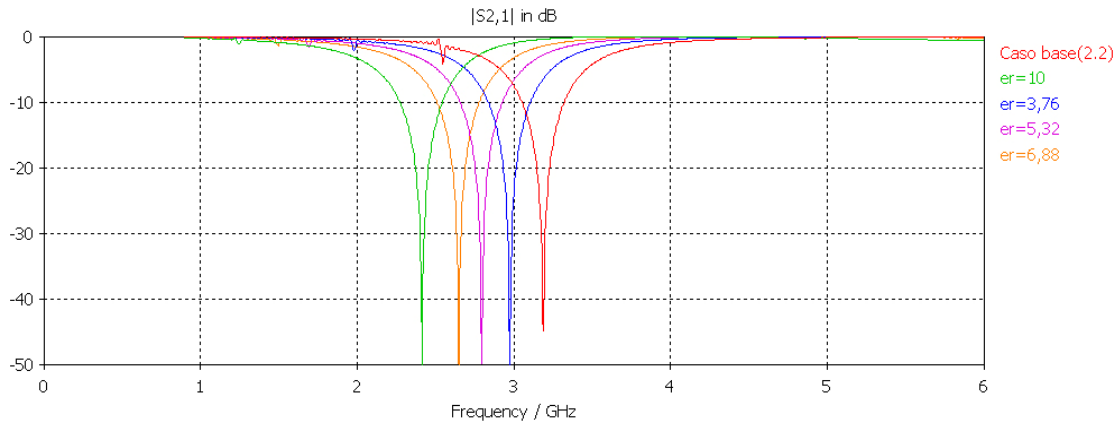
**Fig 2.2.9:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de  $E'$  manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se observa como al aumentar  $E$  disminuyen tanto la frecuencia de resonancia magnética como la eléctrica.

$E'$	$f_m$	$ s(2,1) _{f_m}$ (dB)	$f_e$	$ s(2,1) _{f_e}$ (dB)
2 mm. ( $0.013\lambda_{2GHz}$ )	3.02 GHz.	-4.56 dB	3.63 GHz.	-45.02 dB
3.5 mm. ( $0.023\lambda_{2GHz}$ )	2.55 GHz.	-4.14 dB	3.19 GHz.	-44.87 dB
5 mm. ( $0.033\lambda_{2GHz}$ )	2.21 GHz.	-5.05 dB	2.72 GHz.	-50 dB
6 mm. ( $0.04\lambda_{2GHz}$ )	2.09 GHz.	-30.46 dB	2.14 GHz.	-44.02 dB
6.25 mm. ( $0.042\lambda_{2GHz}$ )	1.99 GHz.	-14.45 dB	1.77 GHz.	-44.54 dB

**Tabla 2.2.6:** Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de  $|s(2,1)|$  (dB) a esas frecuencias para cada valor de  $E'$ .

## 2.2.9. Barrido paramétrico sobre la permitividad del dieléctrico ( $\epsilon_r$ )

Tal y como se puede apreciar en la **Fig.2.2.10**, la permitividad del dieléctrico utilizado como soporte de la estructura también afecta de manera significativa al comportamiento de la celda unitaria. Siendo más exactos, un aumento en la permitividad relativa del sustrato significa un decrecimiento de las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética de forma más o menos homogénea.

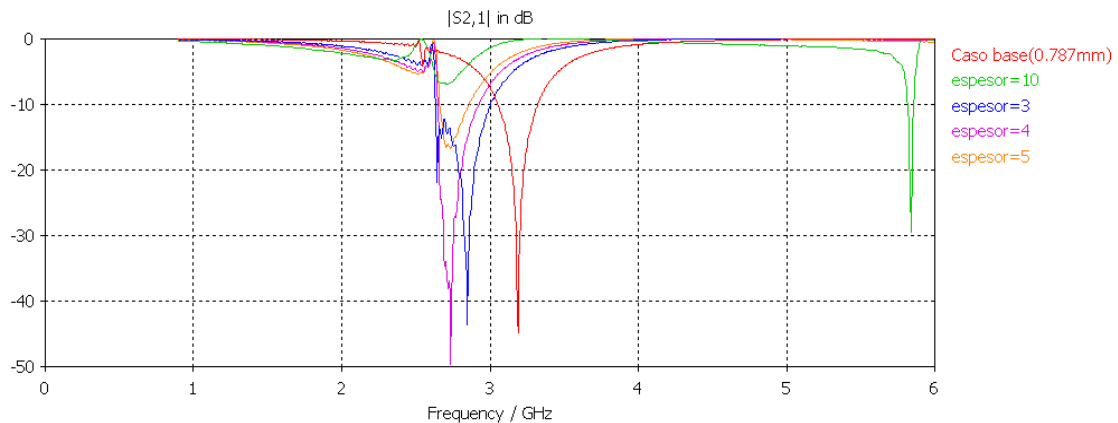


**Fig 2.2.10:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de  $\epsilon_r$  manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se observa como al aumentar  $\epsilon_r$  disminuyen tanto la frecuencia de resonancia magnética como la eléctrica.

$\epsilon_r$	$f_m$	$ s(2,1) _{f_m}$ (dB)	$f_e$	$ s(2,1) _{f_e}$ (dB)
2.2	2.55 GHz.	-4.14 dB	3.19 GHz.	-44.87 dB
3.76	1.98 GHz.	-2.18 dB	2.98 GHz.	-50 dB
5.32	1.69 GHz.	-1.61 dB	2.80 GHz.	-49.85 dB
6.88	1.50 GHz.	-1.36 dB	2.65 GHz.	-50 dB
10	1.25 GHz.	-1.11 dB	2.42 GHz.	-50 dB

**Tabla 2.2.7:** Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de  $|s(2,1)|$  (dB) a esas frecuencias para cada valor de  $\epsilon_r$ .

## 2.2.10. Barrido paramétrico sobre el espesor del dieléctrico (S)



**Fig 2.2.11:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de S manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se observa como al aumentar S aumenta la perturbación producida por la resonancia magnética.

En este último caso, el efecto que llama más la atención producido por la variación de S es, a diferencia del resto de barridos paramétricos efectuados sobre las otras características del plano, que lo que varía es casi exclusivamente la profundidad de la perturbación producida por la resonancia magnética, en vez de tener desplazamientos significativos en la frecuencia a la que resuena la estructura. El comportamiento resultante queda reflejado en la **Fig.2.2.11**, en

la que se puede observar que, cuanto mayor es el espesor del dieléctrico, mayor es la perturbación provocada por la llamada resonancia magnética sobre  $|s(2,1)|$ .

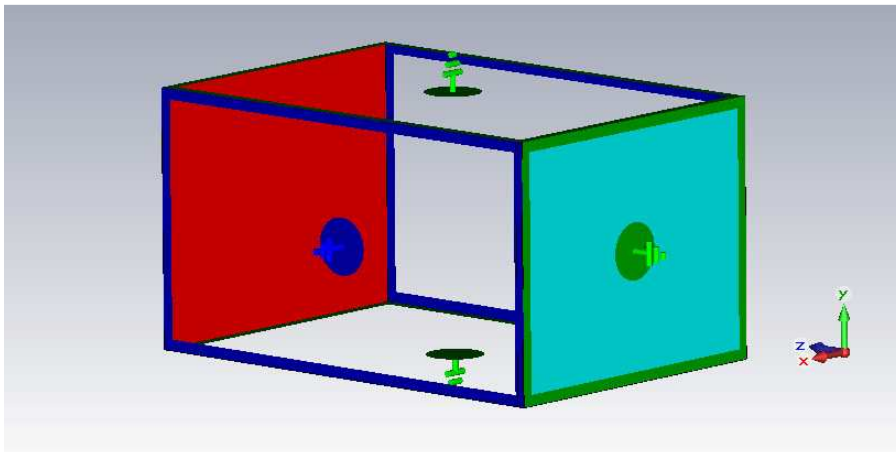
S	$f_m$	$ s(2,1) _{f_m}$ (dB)	$f_e$	$ s(2,1) _{f_e}$ (dB)
0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ )	2.55 GHz.	-4.14 dB	3.19 GHz.	-44.87 dB
3 mm. ( $0.02\lambda_{2GHz}$ )	2.64 GHz.	-21.9 dB	2.85 GHz.	-43.67 dB
4 mm. ( $0.027\lambda_{2GHz}$ )	2.74 GHz.	-49.64 dB	2.74 GHz.	-49.64 dB
5 mm. ( $0.033\lambda_{2GHz}$ )	2.70 GHz.	-16.59 dB	2.74 GHz.	-16.74 dB
10 mm. ( $0.067\lambda_{2GHz}$ )	2.70 GHz.	-6.88 dB	2.70 GHz.	-6.88 dB

**Tabla 2.2.8:** Tabla que indica las frecuencias de resonancia eléctrica y magnética y los niveles de  $|s(2,1)|$  (dB) a esas frecuencias para cada valor de S.

### 2.3. Análisis de la fase del coeficiente de reflexión

En este apartado se pretende, después de ver en el anterior como afectaban los valores de cada parámetro a la frecuencia de resonancia magnética, ver de otra forma el comportamiento característico que ofrecen los metamateriales con características AMC. Como se ha dicho anteriormente, los metamateriales con propiedades AMC presentan, a priori a una única frecuencia, un comportamiento similar al de un conductor magnético perfecto (PMC). Esto implica de forma directa dos características en lo relacionado al coeficiente de reflexión. La primera, que como material con comportamiento parecido a un PMC (material inexistente en la naturaleza) el módulo del coeficiente de reflexión medido sobre la superficie es muy cercano a 1 en la frecuencia llamada de resonancia magnética, causante del comportamiento AMC. Y la segunda, que a esa misma frecuencia la fase del coeficiente de reflexión, tal y como sucede en los PMC, es cero.

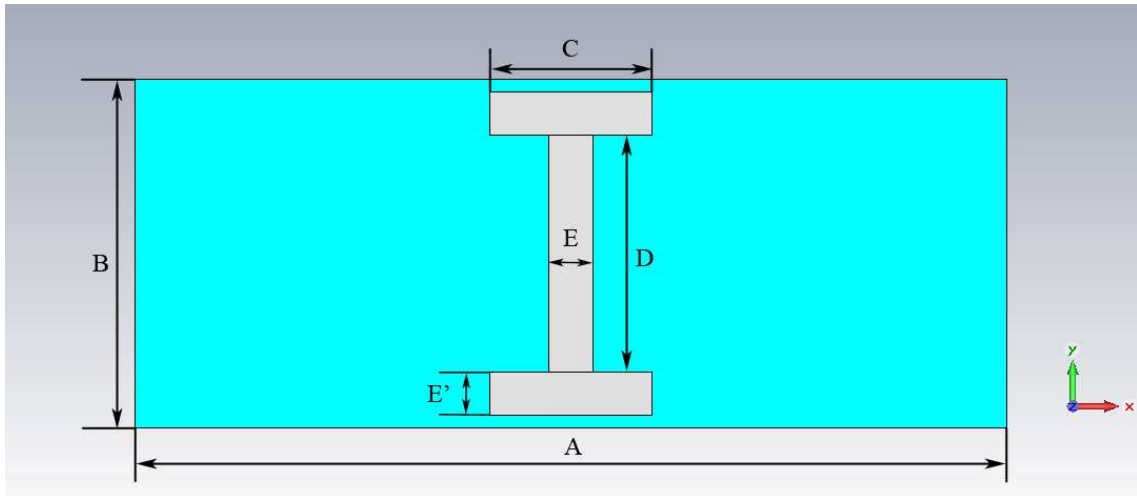
La primera característica mencionada fue caracterizada en el apartado anterior, en que se deducía la frecuencia de resonancia magnética a través de la “perturbación” que esta creaba sobre el parámetro  $s(2,1)$  simulado en la estructura.



**Fig 2.3.1:** Celda unitaria *dogbone* con un puerto guía onda y las mismas condiciones de contorno que en el apartado anterior, exceptuando el cambio en  $z$  mín. a  $E_t=0$  para simular un plano de masa metálico.

En este apartado, por tanto, se tratará como afectan los cambios en los parámetros que definen la estructura *dogbone* a la fase del coeficiente de reflexión que ofrece la estructura. Para una correcta medición de la fase en este caso se ha cambiado el modelo utilizado en el anterior apartado por el que sólo contiene la metalización en una cara del sustrato dieléctrico, pero añadiendo una condición de contorno  $E_t = 0$  (equivalente a situar un plano conductor eléctrico perfecto) en la Z mínima, esto es, en la parte de atrás del plano de masa. Esto se hace para tener distinguir mejor el efecto sobre la fase provocado por el comportamiento AMC. De esta forma se tiene que la fase es aproximadamente de  $180^\circ$  para todas las frecuencias menos para las del entorno de  $f_m$ , la frecuencia de resonancia magnética, donde varía de forma rápida, realiza un cruce por  $0^\circ$  y regresa a una fase cercana a los  $180^\circ$ .

Se analizarán sobre todo dos aspectos claves que se pueden extraer de la observación de la fase: primero, la frecuencia a la que se produce el cruce por cero, que indicará la frecuencia central en la que la estructura presenta su comportamiento AMC; y segundo, el ancho de banda en fase que presenta la estructura. Este último viene definido por un intervalo de frecuencia dentro del cual se considera que la distorsión en fase obtenida no supera un límite determinado, ya que cualquier aplicación práctica necesita un ancho de banda y la frecuencia en la que la fase del coeficiente de reflexión de la estructura es cero es única y puntual. Habitualmente, el intervalo asumido como ancho de banda válido en el estudio de este tipo de estructuras abarca las fases comprendidas entre los  $-90^\circ$  y los  $90^\circ$ .

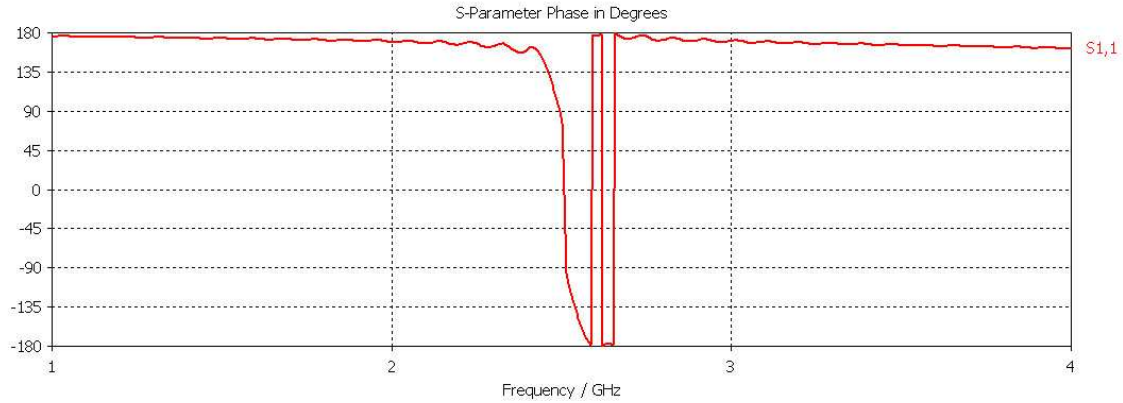


**Fig 2.3.2:** Estructura utilizada para el estudio. Las medidas utilizadas por defecto son:  $A=70\text{mm}$ ;  $B=28\text{mm}$ ;  $C=13\text{mm}$ ;  $D=19\text{mm}$ ;  $E=E'=3.5\text{mm}$ ; espesor del dieléctrico =  $0.787\text{mm}$ ;  $\epsilon_r$  del dieléctrico =  $2.2$ .

En la siguiente tabla se muestran los valores tomados de referencia para el llamado caso base, partir del cual se realizan todos los barridos sobre cada parámetro. Obsérvese que el parámetro B, que en el apartado anterior tenía por defecto un valor de  $32\text{ mm}$ . ( $0.21 \lambda_{2\text{GHz}}$ ), ahora lo tiene de  $28\text{ mm}$ . ( $0.186 \lambda_{2\text{GHz}}$ ), ya que es conveniente que la frecuencia de resonancia eléctrica se encuentre no demasiado distante de la magnética porque así es más apreciable el efecto de esta sobre el  $|s(2,1)|(\text{dB})$ , y una de las formas más efectivas y sencillas de rebajar este valor es reduciendo la altura de la celda unitaria, como se pudo ver en el apartado anterior. También se ha modificado el espesor del dieléctrico (S) por defecto de  $0.787\text{ mm}$ . a  $1.5\text{ mm}$ ., ya que esto aumenta el ancho de banda obtenido y facilita la observación de gráficas.

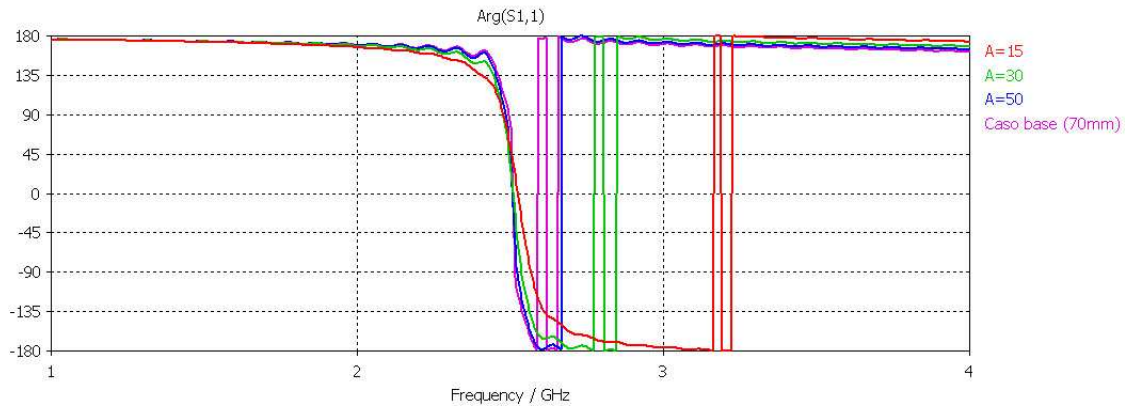
Parámetro	Descripción	Valor por defecto
A	Ancho de la celda unitaria	70 mm. ( $0.467\lambda_{2GHz}$ )
B	Alto de la celda unitaria	28 mm. ( $0.186\lambda_{2GHz}$ )
C	Longitud de los extremos	13 mm. ( $0.087\lambda_{2GHz}$ )
D	Longitud del brazo central	19 mm. ( $0.127\lambda_{2GHz}$ )
E	Grosor del brazo central	3.5 mm. ( $0.023\lambda_{2GHz}$ )
E'	Grosor de los extremos	3.5 mm. ( $0.023\lambda_{2GHz}$ )
S	Espesor del sustrato dieléctrico	1.5 mm. ( $0.010\lambda_{2GHz}$ )
$\epsilon_r$	Permitividad eléctrica del sustrato	2.2

**Tabla 2.3.1:** Parámetros característicos de la celda unitaria *dogbone*, con su descripción y su valor por defecto.



**Fig 2.3.3:**  $\arg\{s(1,1)\}$  de la celda unitaria *dogbone* con los valores de referencia de los parámetros.

### 2.3.1. Efecto del ancho de la celda (A)



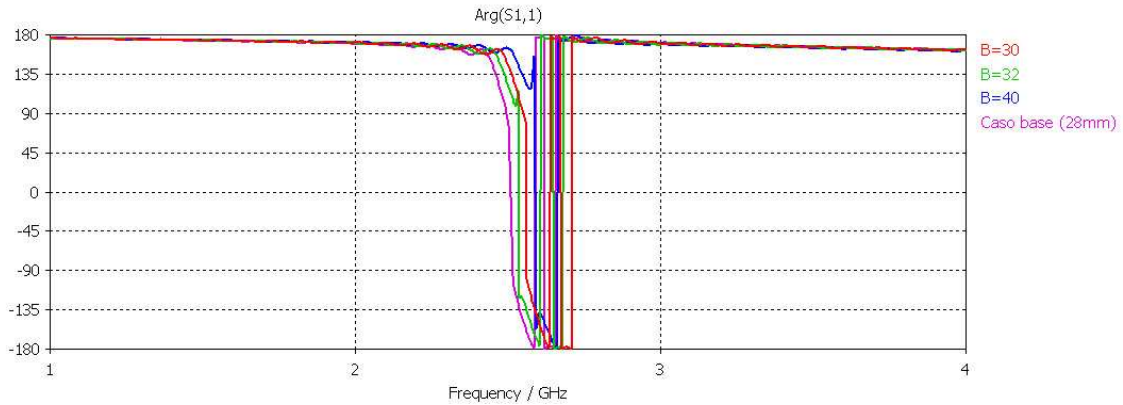
**Fig 2.3.4:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de A manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores de referencia. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética se mantiene constante y el ancho de banda aumenta al disminuir A.

A	Frec. Resonancia magnética ( $f_m$ )	Ancho de banda ( $BW_{+90^\circ}$ )
15 mm. ( $0.1\lambda_{2GHz}$ )	2.52 GHz.	90 MHz. (3.57 %)
30 mm. ( $0.2\lambda_{2GHz}$ )	2.509 GHz.	60 MHz. (2.39 %)
50 mm. ( $0.33\lambda_{2GHz}$ )	2.506 GHz.	38.1 MHz. (1.52 %)
70 mm. ( $0.46\lambda_{2GHz}$ )	2.508 GHz.	18 MHz. (0.71 %)

**Tabla 2.3.2:** Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de A y el respectivo ancho de banda asociado.

Variar este valor afecta principalmente al ancho de banda en torno a la frecuencia de resonancia magnética, como se puede observar en la **Fig.2.3.4**. El efecto obtenido al variar A es el siguiente: el ancho de banda va aumentando de manera sustancial según se disminuye el valor de A, tal y como se ve en la **Tabla 2.3.2**. En la misma figura también es posible ver que a pesar de amplio intervalo en el que se efectúan las variaciones sobre el valor de A, que van desde los 15 mm. ( $0.1 \lambda_{2GHz}$ ) hasta los 70 mm. ( $0.46 \lambda_{2GHz}$ ), la frecuencia de resonancia magnética se mantiene casi constante (se puede identificar buscando el punto en el que la fase desciende de repente y pasa por cero).

### 2.3.2. Efecto del alto de la celda (B)



**Fig 2.3.5:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de B manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores de referencia. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética aumenta ligeramente y el ancho de banda disminuye al aumentar B.

Tal y como se observa en la **Fig.2.3.5** variar el alto de la celda unitaria varía muy poco la frecuencia de resonancia magnética, únicamente sube un poco cuando se incrementa el valor de B, como también se dedujo en el apartado anterior donde se analizaba el módulo del parámetro  $s(2,1)$ ; en cambio, afecta de forma algo más plausible al ancho de banda ya que este disminuye desde 18 MHz. (0.71%) para el valor más pequeño de B analizado hasta los 3.4 MHz. (0.13%) para el mayor.

B	Frec. Resonancia magnética ( $f_m$ )	Ancho de banda ( $BW_{+90^\circ}$ )
28 mm. ( $0.186\lambda_{2GHz}$ )	2.508 GHz.	18 MHz. (0.71 %)
30 mm. ( $0.2\lambda_{2GHz}$ )	2.559 GHz.	11.5 MHz. (0.44 %)
32 mm. ( $0.213\lambda_{2GHz}$ )	2.535 GHz.	4.5 MHz. (0.17 %)
40 mm. ( $0.266\lambda_{2GHz}$ )	2.589 GHz.	3.4 MHz. (0.13 %)

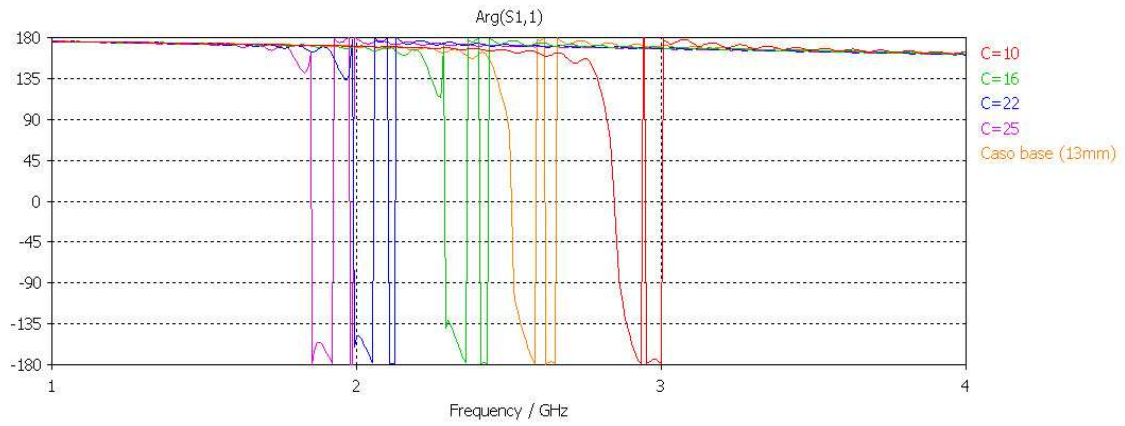
**Tabla 2.3.3:** Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de B y el respectivo ancho de banda asociado.

### 2.3.3. Efecto del largo de los extremos (C)

En la **Fig.2.3.6** se observa el efecto causado por variar la longitud de los extremos, que es más evidente que el de parámetros ya analizados en este apartado. Esto se debe a que la variación en el parámetro C conlleva cambios significativos en la frecuencia de resonancia



magnética de la celda, que van desde  $f_m = 2.846$  GHz. para el valor de C más pequeño analizado (10 mm./ $0.066\lambda_{2GHz}$ ) hasta  $f_m = 1.851$  GHz. para el mayor (25 mm./  $0.166\lambda_{2GHz}$ ). En lo referente al ancho de banda, también se encuentran variaciones importantes entre unos valores de C (sobre todo los dos más pequeños) y el resto. Estos cambios son, de hecho, apreciables a primera vista sobre la **Fig.2.3.6**, aunque es en la **Tabla 2.3.4** donde se aprecia mejor su magnitud que disminuye conforme se aumenta C, desde 42 MHz. (1.47 %) hasta 3.1 MHz. (0.17%). A estas alturas, después de observar los resultados obtenidos con la variación de tres parámetros distintos se puede apreciar también que, por lo general, los *dogbone* cuentan con un ancho de banda bastante estrecho. No obstante, en los siguientes capítulos se analizará de forma más general este ancho de banda, puesto que no es posible formarse una imagen completa del comportamiento hasta que se analice íntegramente el sistema compuesto por la superficie AMC y la antena de hilo.



**Fig 2.3.6:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de C manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores de referencia. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética baja mucho y el ancho de banda disminuye al aumentar C.

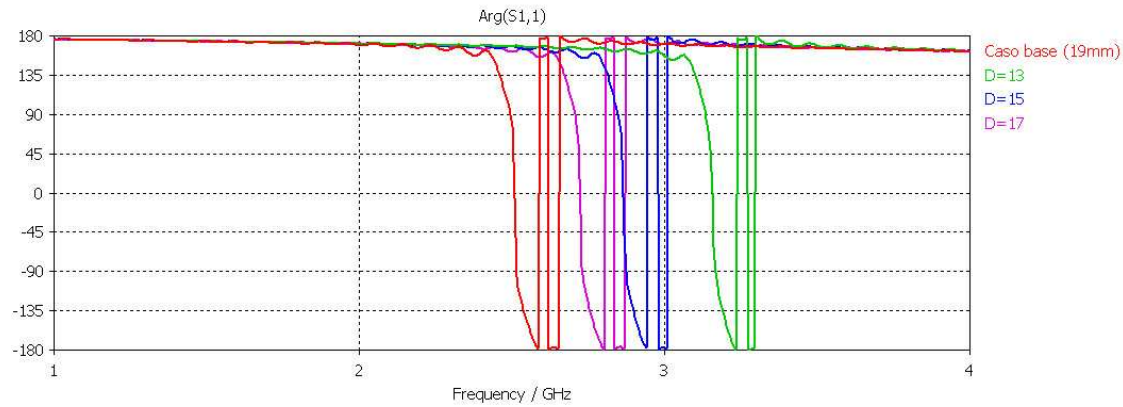
C	Frec. Resonancia magnética ( $f_m$ )	Ancho de banda ( $BW_{+90^\circ}$ )
10 mm. ( $0.066\lambda_{2GHz}$ )	2.846 GHz.	42 MHz. (1.47 %)
13 mm. ( $0.086\lambda_{2GHz}$ )	2.508 GHz.	18 MHz. (0.71 %)
16 mm. ( $0.106\lambda_{2GHz}$ )	2.289 GHz.	3.4 MHz. (0.14 %)
22 mm. ( $0.146\lambda_{2GHz}$ )	1.989 GHz.	3.1 MHz. (0.15 %)
25 mm. ( $0.166\lambda_{2GHz}$ )	1.851 GHz.	3.1 MHz. (0.17 %)

**Tabla 2.3.4:** Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de C y el respectivo ancho de banda asociado.

### 2.3.4. Efecto del largo del brazo central (D)

En este caso, una variación sobre la longitud del brazo central de la estructura *dogbone* supone más una modificación de la frecuencia de resonancia magnética  $f_m$ , que del ancho de banda obtenido. Esto se puede a simple vista en la **Fig.2.3.7**, en la que se observa que, mientras la frecuencia de resonancia magnética disminuye de forma notable conforme aumenta D, el ancho de banda, aunque también disminuye al aumentar D, lo hace de manera mucho más sutil. Más concretamente, los 3.156 GHz. de frecuencia de resonancia magnética y los 42 MHz. (1.03%) de ancho de banda encontrados para  $D=0.066\lambda_{2GHz}$  van disminuyendo según se incrementa D hasta los 2.508 GHz. de  $f_m$  y 18 MHz. (0.71%) de ancho de banda que se

obtienen para  $D=0.146\lambda_{2GHz}$ . Como se puede ver si se establecen comparaciones los comportamientos obtenidos en la mayoría de casos aquí analizados encajan de forma casi completa con los resultados que se obtuvieron en el apartado anterior, cuando se analizaba el parámetro  $|s(2,1)|$  (dB).

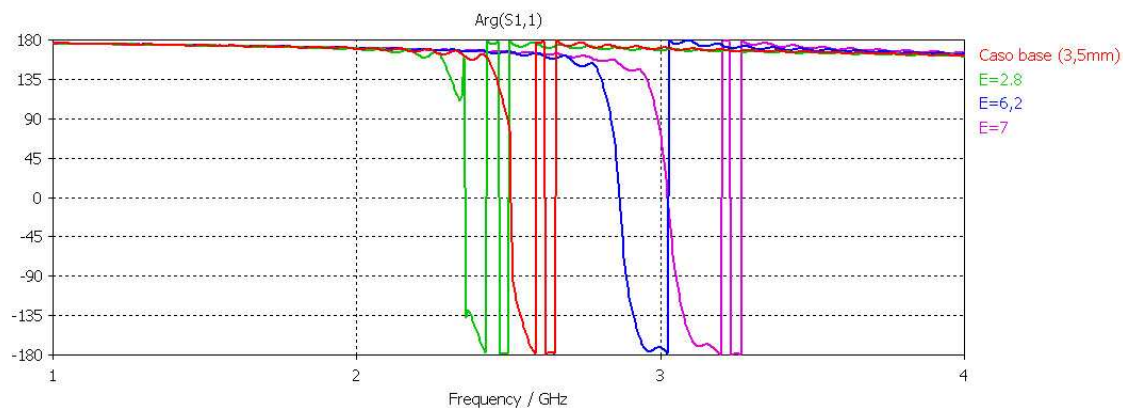


**Fig 2.3.7:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de D manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética baja mucho y el ancho de banda disminuye un poco al aumentar D.

D	Frec. Resonancia magnética ( $f_m$ )	Ancho de banda ( $BW_{+90^\circ}$ )
13 mm. ( $0.066\lambda_{2GHz}$ )	3.156 GHz.	32.8 MHz. (1.03 %)
15 mm. ( $0.086\lambda_{2GHz}$ )	2.865 GHz.	27.1 MHz. (0.94 %)
17 mm. ( $0.106\lambda_{2GHz}$ )	2.722 GHz.	25.4 MHz. (0.93 %)
19 mm. ( $0.146\lambda_{2GHz}$ )	2.508 GHz.	18 MHz. (0.71 %)

**Tabla 2.3.5:** Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de D y el respectivo ancho de banda asociado.

### 2.3.5. Efecto del ancho del brazo central (E)



**Fig 2.3.8:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de E manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética y el ancho de banda suben mucho al aumentar E.

Tal y como se puede observar de forma clara en la **Fig.2.3.8**, este parámetro afecta de manera importante tanto a la frecuencia a la que resuena magnéticamente la estructura, como al ancho de banda en fase. Aumentar el grosor del brazo central de la estructura, conlleva un crecimiento en la frecuencia de resonancia magnética que va desde los 2.355 GHz para el valor

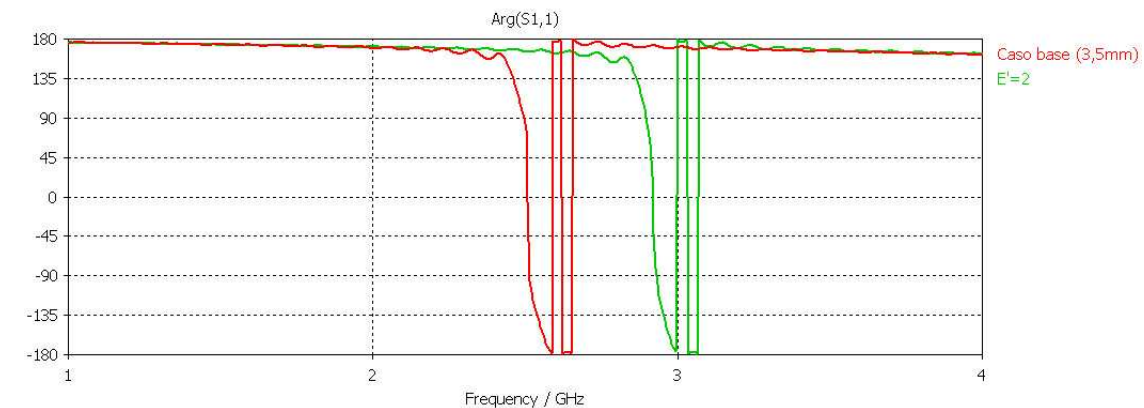
de E más pequeño analizado hasta los 3.023 GHz. conseguidos para el más grande. El incremento que experimenta el ancho de banda en este mismo intervalo es también muy grande en comparación con los obtenidos en la mayoría del resto de los parámetros analizados hasta ahora. Este pasa de los escasos 3.6 MHz. (0.15 %) logrados con E=2.8 mm. ( $0.018\lambda_{2GHz}$ ) hasta los 60 MHz. (2.01 %) conseguidos para E=7 mm. ( $0.046\lambda_{2GHz}$ ). Aún con este aumento importante del ancho de banda no se puede decir ni mucho menos que la estructura presente de momento un ancho de banda alto.

E	Frec. Resonancia magnética ( $f_m$ )	Ancho de banda ( $BW_{+90^\circ}$ )
2.8 mm. ( $0.018\lambda_{2GHz}$ )	2.355 GHz.	3.6 MHz. (0.15 %)
3.5 mm. ( $0.023\lambda_{2GHz}$ )	2.508 GHz.	18 MHz. (0.71 %)
6.2 mm. ( $0.041\lambda_{2GHz}$ )	2.865 GHz.	49.7 MHz. (1.73 %)
7 mm. ( $0.046\lambda_{2GHz}$ )	3.023 GHz.	61 MHz. (2.01 %)

**Tabla 2.3.6:** Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de E y el respectivo ancho de banda asociado.

### 2.3.6. Efecto del ancho de los extremos (E')

En este caso se puede observar mirando la **Fig.2.3.9** y la **Tabla 2.3.7** que sólo se tienen dos valores distintos analizados de este parámetro. Esto es debido a las dimensiones de la estructura que limitan mucho la posibilidad de incrementar E', pues los extremos no pueden salir del recinto definido por el dieléctrico de la celda unitaria. Aún así, este reducido número de muestras permite realizar una abstracción del efecto que genera este parámetro sobre el comportamiento de la estructura. Viéndolo de manera simple, puede decirse que variar este parámetro supone un cambio más o menos inverso a cambiar E, el grosor del brazo principal. Esto es, un aumento en E' supone que la frecuencia de resonancia magnética disminuya, así como el ancho de banda en fase que proporciona la estructura *dogbone*.



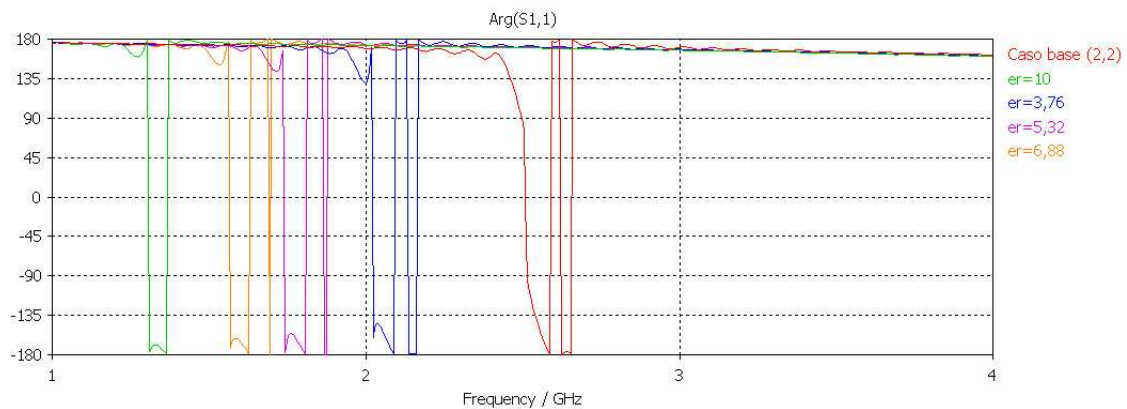
**Fig 2.3.9:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de E' manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética y el ancho de banda disminuyen al aumentar E'.

E'	Frec. Resonancia magnética ( $f_m$ )	Ancho de banda ( $BW_{+90^\circ}$ )
2 mm. ( $0.013\lambda_{2GHz}$ )	2.918 GHz.	32 MHz. (1.09 %)
3.5 mm. ( $0.023\lambda_{2GHz}$ )	2.508 GHz.	18 MHz. (0.71 %)

**Tabla 2.3.7:** Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de E' y el respectivo ancho de banda asociado.

### 2.3.7. Efecto de la permitividad del dieléctrico $\epsilon_r$

Observando lo que muestra la **Fig.2.3.10** se puede concluir cómo variar la permitividad eléctrica relativa del dieléctrico tiene un efecto mucho más visible sobre la frecuencia de resonancia magnética de la estructura que sobre el ancho de banda obtenido, que presenta unas diferencias más suaves entre los distintos valores de  $\epsilon_r$  analizados. Concretamente, incrementar la permitividad del sustrato causa que  $f_m$  se desplome de forma bastante brusca, mucho más que en los otros casos en que lo modifican otros parámetros de la celda unitaria. La frecuencia de resonancia magnética pasa de los 2.508 GHz para  $\epsilon_r=2.2$  hasta 1.305 GHz para  $\epsilon_r=10$ . El ancho de banda también disminuye, desde los 18 MHz. (0.71 %) hasta los 3 MHz (0.23 %), en el mismo intervalo de valores de  $\epsilon_r$ .



**Fig 2.3.10:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de  $\epsilon_r$ , manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética y el ancho de banda disminuyen mucho al aumentar  $\epsilon_r$ .

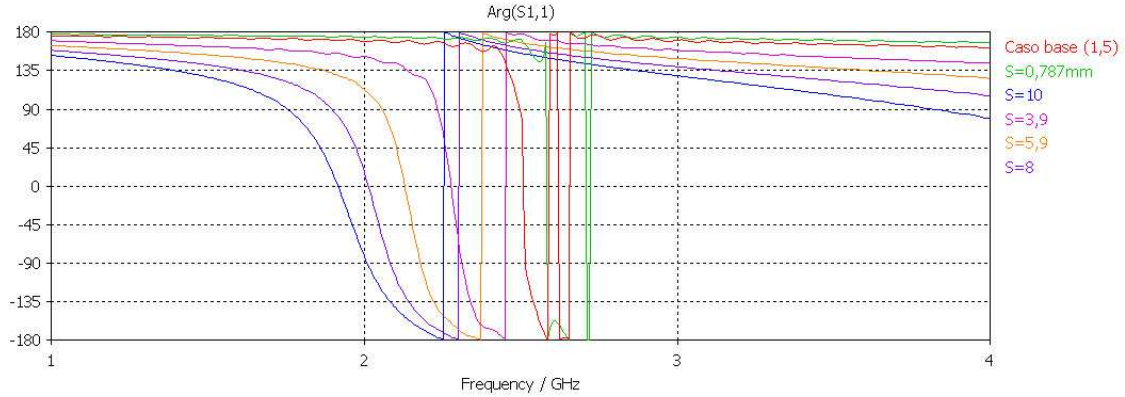
$\epsilon_r$	Frec. Resonancia magnética ( $f_m$ )	Ancho de banda ( $BW_{+90^\circ}$ )
2.2	2.508 GHz.	18 MHz. (0.71 %)
3.76	2.019 GHz.	3.2 MHz. (0.16 %)
5.32	1.737 GHz.	3.2 MHz. (0.18 %)
6.88	1.563 GHz.	3.1 MHz. (0.2 %)
10	1.305 GHz.	3 MHz. (0.23%)

**Tabla 2.3.8:** Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de  $\epsilon_r$  y el respectivo ancho de banda asociado.

### 2.3.8. Efecto del espesor del dieléctrico (S)

En la **Fig.2.3.11** y en la **Tabla 2.3.9** se puede observar a primera vista cómo, de todos los parámetros analizados, este último, el espesor del sustrato dieléctrico utilizado, es el que afecta más al ancho de banda en fase obtenido de la celda unitaria *dogbone*. La frecuencia de resonancia magnética también se ve afectada por los cambios en el espesor del dieléctrico, aunque en menor medida. Para hacerse mejor una idea de este efecto basta con dedicar una mirada a los datos recogidos en la **Tabla 2.3.9**. En ella se ve que para la S más pequeña ( $0.787\text{mm}/0.005\lambda_{2\text{GHz}}$ ) se obtiene un ancho de banda muy pequeño, de apenas 3 MHz., 0.12% si es medido como tanto por ciento de la frecuencia central. En cambio en los valores

más grandes de  $S$  se obtienen ancho de banda de varios centenares de MHz. Por ejemplo con  $S=10 \text{ mm.}/0.067\lambda_{2\text{GHz}}$  se obtienen 255.7 MHz. de ancho de banda, en torno a un 13.35 %.



**Fig 2.3.11:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de  $S$  manteniendo fijos el resto de parámetros en sus valores por defecto. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética baja mucho y el ancho de banda aumenta muchísimo al aumentar  $S$ .

$S$	Frec. Resonancia magnética ( $f_m$ )	Ancho de banda ( $BW_{\pm 90^\circ}$ )
0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2\text{GHz}}$ )	2.583 GHz.	3.2 MHz. (0.12 %)
1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2\text{GHz}}$ )	2.508 GHz.	18 MHz. (0.71 %)
3.9 mm. ( $0.026\lambda_{2\text{GHz}}$ )	2.276 GHz.	77.9 MHz. (3.42 %)
5.9 mm. ( $0.039\lambda_{2\text{GHz}}$ )	2.128 GHz.	123.2 MHz. (5.79 %)
8 mm. ( $0.053\lambda_{2\text{GHz}}$ )	2.012 GHz.	187 MHz. (9.29 %)
10 mm. ( $0.067\lambda_{2\text{GHz}}$ )	1.915 GHz.	255.7 MHz. (13.35 %)

**Tabla 2.3.9:** Tabla con el detalle de la frecuencia magnética para cada valor de  $S$  y el respectivo ancho de banda asociado.

De todas maneras hay que tener en cuenta, tanto en este parámetro como en los demás, que hay otros criterios de selección que harán decidir unos u otros valores de los parámetros, aparte de las prestaciones que estos ofrezcan, como por ejemplo el tamaño. Este último criterio, se tendrá en cuenta especialmente con todos los parámetros que tengan relación con el espesor que tenga la antena, ya que uno de los requisitos exigidos es que ésta sea de bajo perfil. Esto restringe, por ejemplo aplicándolo a este último caso, los valores más altos de  $S$ , pues es difícil imaginar una antena de bajo perfil en la que sólo el plano de masa tenga 1 cm de grosor, esto es, casi  $0.1\lambda_{2\text{GHz}}$ .

## 2.4. Conclusiones

Como punto final a este capítulo se recogen de forma breve las conclusiones sacadas a partir de los datos obtenidos. Se han analizado en los apartados 2.2. y 2.3. las distintas reacciones que produce sobre el comportamiento de la celda unitaria la variación de la totalidad de sus parámetros característicos, ya sean dimensiones (alto y ancho de la celda, longitud y ancho de los brazos de la estructura *dogbone*) o propiedades físicas de los materiales (permitividad eléctrica relativa del sustrato). De la observación de estos datos puede llegarse en la mayoría de los casos a una conclusiones muy similares indiferentemente del parámetro observado ( $|s(2,1)|$  (dB) o  $\arg\{s(1,1)\}$ ).

Uno de las características más importantes observadas, que deberá ser tomada muy en cuenta en el posterior diseño de las antenas que se pretenden construir en este proyecto, es que las estructuras *dogbone*, como se vio en el apartado 2.2.1., no funcionan de igual manera independientemente de la polarización que reciban en la onda incidente. Se ve cómo ofrece el comportamiento esperado sólo en uno de los dos casos analizados. En este caso es con la polarización paralela al eje Y con la que se logra el funcionamiento esperado en la celda. Por tanto, para que una estructura *dogbone* funcione de la manera para la que ha sido diseñada la polarización de la onda incidente debe ser paralela al eje longitudinal del elemento *dogbone* o, dicho de manera más simple, la polarización de la onda y el elemento deben tener la misma orientación.

Un efecto observado en la comparación entre tener el elemento *dogbone* fotograbado en una única cara del sustrato o en ambas es que en la que sólo se tiene el elemento por un lado no se produce el fenómeno llamado resonancia magnética. Esto significa que la fase del coeficiente de reflexión nunca pasa por cero y que por tanto este diseño no cumple la premisa básica especificada, la de obtener al menos en una frecuencia del rango analizado el comportamiento característico de las superficies AMC. Este efecto es debido a que el fenómeno de la resonancia magnética está producido por la inductancia existente entre dos cuerpos metálicos separados por un dieléctrico, bien sean dos *dogbone* o bien sea un *dogbone* con un plano de masa metálico en la otra cara del sustrato.

Las dimensiones propias de la celda, esto es, las que definen el rectángulo de dieléctrico sobre el cual va fotograbada la estructura *dogbone*, casi no afectan a la frecuencia de resonancia magnética, aunque sí a la eléctrica, por tanto se puede decir que la frecuencia de resonancia magnética,  $f_m$ , depende casi de forma exclusiva de los demás parámetros que definen a la propia metalización, y del espesor y permitividad relativa del sustrato. Sin embargo, sí afectan al ancho de banda. En ambos casos cuando cualquiera de estos parámetros, ancho o alto de la celda crecen, el ancho de banda disminuye.

Las longitudes tanto del brazo central como de los extremos tienen un efecto parecido sobre la frecuencia de resonancia magnética encontrada. Ambos reducen  $f_m$  cuando se aumentan sus valores. El efecto sobre el ancho de banda, en cambio, si difiere entre estos dos parámetros. Mientras que con D, la longitud del brazo central, el ancho de banda encontrado para los diferentes valores sufre relativamente variaciones suaves, decreciendo un poco para los mayores valores de D; para C, la longitud de los extremos, el ancho de banda varía de forma mucho más significativa, aunque siguiendo la misma tendencia que con D, es decir, cuanto más largos sean los extremos, menor será el ancho de banda obtenido.

En el grosor del brazo y los extremos, sin embargo, al contrario de lo visto en las longitudes de estos, los efectos producidos por la mismas variaciones en ambos parámetros producen efectos contrarios en la fase del parámetro  $s(1,1)$ . En el brazo central un aumento del grosor de éste hace que tanto la frecuencia como el ancho de banda crezcan. En cambio, si se aumenta el grosor de los extremos se obtiene una menor frecuencia de resonancia con un menor ancho de banda.

En cuanto a la permitividad relativa del sustrato, el efecto que produce ésta se ve reflejado tanto en la frecuencia de resonancia magnética, como en el ancho de banda que se

consigue a cada una de estas frecuencias, aunque mucho más a la primera de éstas. Se observa que aumentar la permitividad relativa reduce de forma drástica la frecuencia a la que la fase pasa por cero, a la vez que reduce un ancho de banda estrecho de por sí, hasta niveles en los que prácticamente lo único que se aprecia en la curva de la fase es un escalón abrupto de forma casi rectangular.

El espesor del dieléctrico es, quizás, el parámetro analizado que produce más cambios sobre la respuesta de la celda unitaria. Se aprecia a primera vista la gran influencia que tiene un cambio en este parámetro sobre la frecuencia de resonancia magnética, pero sobre todo sobre el ancho de banda. Un aumento en el espesor del dieléctrico produce una bajada sensible de  $f_m$ , y a su vez un gran incremento del ancho de banda en fase, hasta valores por encima del 10 %. Sin embargo un aumento excesivo del grosor del plano de masa limita en este aspecto la mejora de las prestaciones que se pueden obtener con este parámetro.

Por último, cabe destacar que, aunque se habla de anchos de banda mayores o menores, en la mayoría de los casos (excepto en espesores altos del dieléctrico sobretodo) el rango observado es muy estrecho con valores en su mayoría entre el 0.5 % y el 2 %. Por ello, es posible anticipar que este plano de masa no puede ser utilizado para aplicaciones que requieran un gran ancho de banda, aunque sí es posible que este valor quizá pueda ser mejorado en capítulos posteriores.





## Capítulo 3:

# Estudio paramétrico de estructuras Dogbone de doble banda y otros planos de masa

---

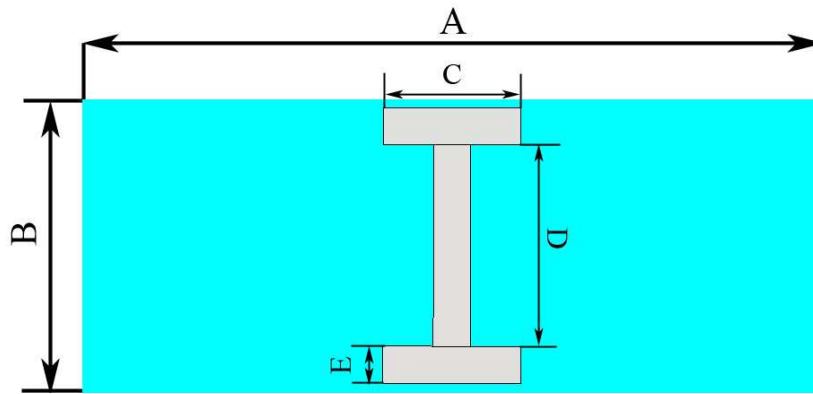
### 3.1. Introducción

En el presente capítulo el objetivo es estudiar, partiendo de las conclusiones y los datos extraídos en el capítulo anterior, continuar con el estudio de una celda unitaria *dogbone*. En este caso, aparte de la celda analizada en el capítulo anterior, se añadirá otra estructura idéntica a esta, pero orientada de forma perpendicular a la primera: si la vista en el capítulo 2 de este proyecto se encontraba orientada según el eje Y, la que se verá en éste estará orientada paralelamente al eje X y tendrá alguno de los parámetros que afectan a sus dimensiones (como ancho y largo de los brazos) distintos a la primera.

El capítulo queda dividido en dos. En la primera parte, siguiendo lo dicho en el párrafo anterior se realizarán una serie de barridos paramétricos en los que se analizará el módulo del parámetro  $s(2,1)$  y la fase del  $s(1,1)$ . Estos barridos se realizarán en este orden sobre la estructura orientada en el eje Y, sobre la orientada en el eje X, y finalmente, sobre una intersección de estas que formará una cruz de Jerusalén, tal y como muestra la **Fig.3**. En la segunda parte de este capítulo se procede a establecer una comparativa entre distintos tipos de planos de masa, en lo que será un primer acercamiento al objetivo principal de este proyecto, la construcción de una antena de bajo perfil usando una antena de hilo. Esta comparación se realiza entre tres tipos de planos: plano PEC, plano PMC y plano formado por un sustrato dieléctrico sobre el cual se han fotograbado una serie de *dogbone* dispuestos de forma periódica sobre la superficie del sustrato. El objetivo final de esta segunda parte es hacer una síntesis de las ventajas que supone el uso de planos de masa fabricados con metamateriales (en este caso superficies AMC) frente a la utilización de planos de masa convencionales.

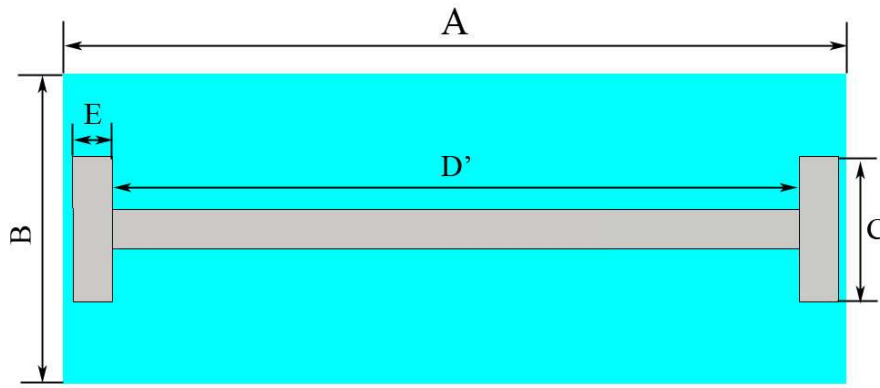
### 3.2. Análisis de parámetros S con distintos tipos de *dogbone*

En esta sección se pretende caracterizar el comportamiento de una celda unitaria *dogbone* capaz de trabajar a dos frecuencias distintas. La idea fundamental para lograr este comportamiento pasa por crear una celda unitaria nueva, en la que la metalización forma una cruz, con brazos de distinta longitud. Cada uno de estos brazos, representados en **Fig.3.2.1** y **Fig.3.2.2**, es un elemento *dogbone* que al tener longitudes distintas, tiene una frecuencia de resonancia magnética distinta a la del otro brazo. El objetivo es lograr ajustar unas frecuencias de trabajo separadas en cada brazo *dogbone* pero no demasiado alejadas, para luego poder adaptar el futuro diseño que se aborda en los siguientes capítulos a ambas frecuencias con una sola antena de hilo. Este ajuste se realizará, pues se ha visto que es uno de los parámetros que más afecta a la frecuencia de resonancia magnética, variando D y D', las longitudes de los brazos centrales de ambos brazos *dogbone*.



**Fig 3.2.1:** Celda unitaria con elemento *dogbone* orientado de forma paralela al eje Y, igual al analizado en el capítulo anterior.

Los elementos analizados serán en primer lugar los brazos *dogbone* individualmente, orientados de forma paralela al eje X uno, y al eje Y el otro. Todos los elementos analizados se excitarán con ondas de los dos tipos distintos de polarizaciones lineales; una paralela al eje X y otra paralela al eje Y. Estas polarizaciones serán definidas a través de la definición de las distintas condiciones de contorno del modelo simulado. La polarización paralela al eje Y se consigue fijando las condiciones de contorno siguientes:  $E_t=0$  para Y máximo y mínimo, y  $H_t=0$  para X máximo y mínimo. Los puertos de guía de onda para efectuar la medición de los parámetros se encuentran situados en Z máxima y mínima en la medición del parámetro  $s(2,1)$ . Para la medición de la fase del parámetro  $s(1,1)$  se ha optado por eliminar el puerto de guía de onda situado en las Z negativas y la metalización de la cara de atrás del plano de masa sustituyendo la condición de contorno en este plano (Z mínima) por  $E_t=0$ , con el fin de simular un plano de masa metálico en esa cara del sustrato (mismas condiciones de contorno que en la sección del capítulo anterior dedicada a analizar la fase de  $s(1,1)$ ).



**Fig 3.2.2:** Celda unitaria con elemento *dogbone* orientado de forma paralela al eje X. El brazo central en este modelo es visiblemente mayor al visto en el modelo anterior.

Las medidas de referencia utilizadas en este apartado vienen definidas, con el fin de completar la información mostrada en las figuras anteriores, en la **Tabla 3.2.1**. Nótese que, exceptuando la longitud de los brazos centrales, las celdas unitarias con la metalización paralela al eje X y la metalización paralela al eje Y comparten el resto de los parámetros, ya que para lograr dos frecuencias distintas basta con diferenciar las longitudes de los brazos centrales (D y D'). Además el no variar el resto de parámetros ayudará bastante a la hora de simplificar el diseño de la estructura final.

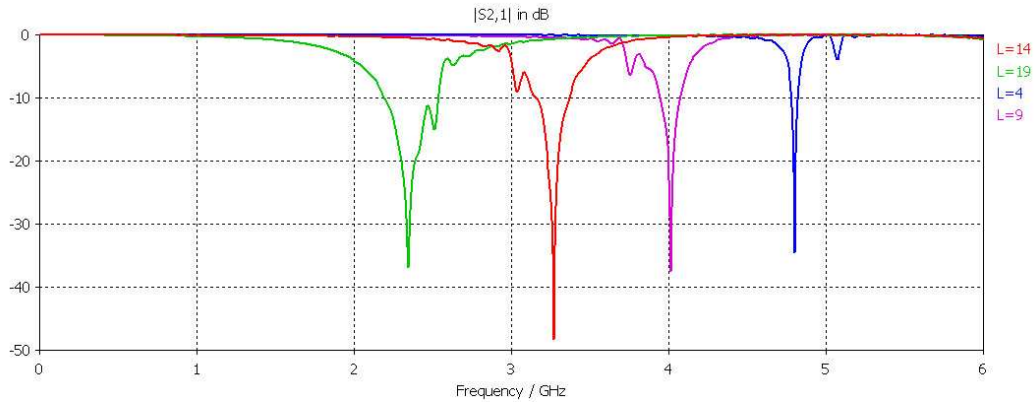
Parámetro	Descripción	Valor
A	Ancho de la celda unitaria	70 mm./ $0.467\lambda_{2GHz}$
B	Alto de la celda unitaria	28 mm. / $0.112\lambda_{2GHz}$
C	Longitud de los extremos (los dos brazos situados en los lados del brazo central)	13 mm. / $0.867\lambda_{2GHz}$
D	Longitud del brazo central del <i>dogbone</i> paralelo al eje Y	19 mm. / $0.127\lambda_{2GHz}$
D'	Longitud del brazo central del <i>dogbone</i> paralelo al eje X	61 mm. / $0.407\lambda_{2GHz}$
E	Grosor del brazo central	3.5 mm. / $0.023\lambda_{2GHz}$
E'	Grosor de los extremos	3.5 mm. / $0.023\lambda_{2GHz}$
S	Espesor del sustrato (dieléctrico)	1.5 mm./ $0.01\lambda_{2GHz}$
$\epsilon_r$	Permitividad eléctrica relativa del sustrato	2.2

**Tabla 3.2.1:** Parámetros característicos de la celda unitaria *dogbone*, con metalización orientada según el eje X o Y, con su descripción y su valor de referencia.

### 3.2.1. Estructura *dogbone* paralela al eje Y

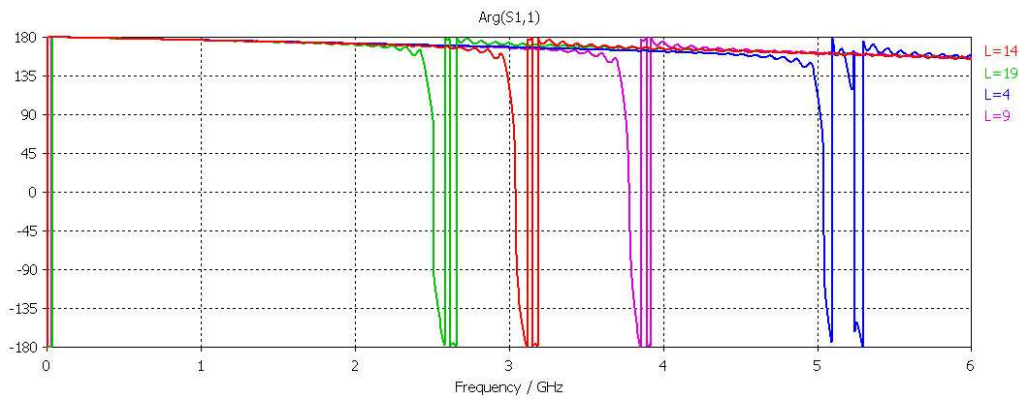
#### 3.2.1.1. Polarización paralela al ejeY

Tal y cómo se puede observar en la **Fig.3.2.3**, los resultados obtenidos en este caso guardan gran similitud con los obtenidos en el capítulo anterior como era de esperar. Por tanto, el comportamiento mostrado en esta figura era previsible y no aporta información nueva adicional, aunque es necesario para poder efectuar una comparación entre los otros tipos de estructura *dogbone* (paralelo al eje X y en cruz).



**Fig 3.2.3:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de D con polarización lineal paralela al eje Y. Se observa como al aumentar D tanto la frecuencia de resonancia magnética como la eléctrica disminuyen.

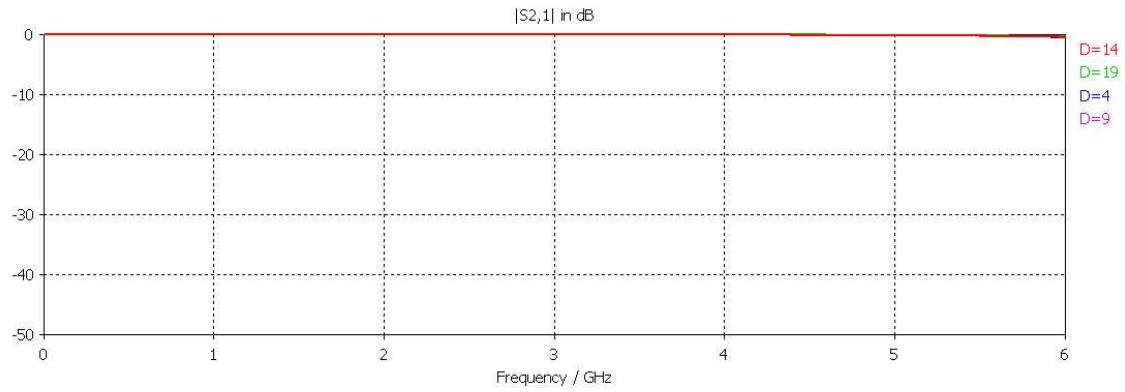
En la figura situada a continuación está representada la fase del parámetro  $s(1,1)$ , que también sirve para identificar dónde se encuentra la frecuencia de resonancia magnética de la celda unitaria analizada y el ancho de banda en fase que ésta presenta. Una breve observación a ella permite corroborar el comportamiento observado en el análisis de  $|s(2,1)|$  (dB) mostrado en la **Fig.3.2.3**, la frecuencia de resonancia magnética y eléctrica decrecen al aumentar el valor de la longitud del brazo central de la estructura, D.



**Fig 3.2.4:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de D con polarización lineal paralela al eje Y. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética disminuye mucho y el ancho de banda permanece casi constante al aumentar D.

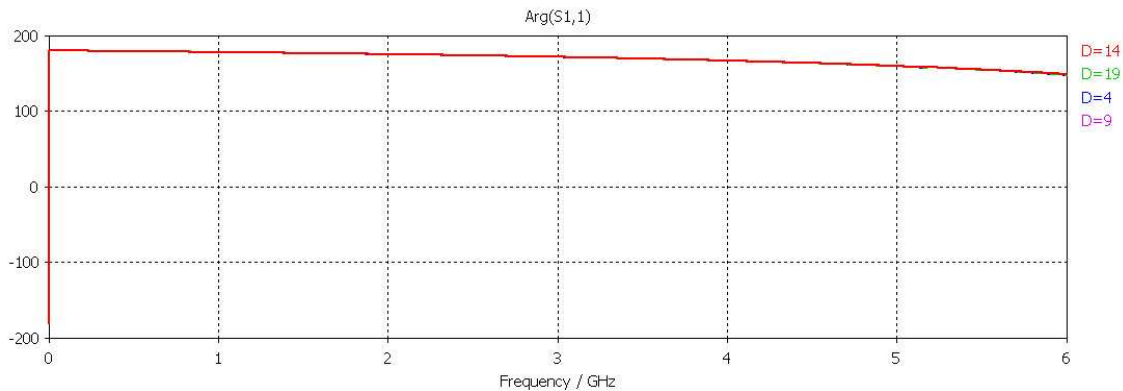
### 3.2.1.2. Polarización paralela al eje X

Tal y como cabía esperar, pues ya se ha comprobado en el capítulo anterior, la respuesta que presenta la celda unitaria con metalización *dogbone* orientada paralelamente al eje Y ante una onda incidente con una polarización perpendicular (esto es, orientada según el eje X) es nula, al menos en el rango de frecuencia estudiado, como se ve en la **Fig.3.2.5**. Tal y cómo se concluyó al principio del capítulo 2, la estructura *dogbone* se caracteriza por trabajar correctamente de una forma predecible sólo con polarizaciones que sean paralelas al eje longitudinal de ésta. El coeficiente de transmisión es prácticamente 1 (0 dB) ya que, al no aparecer la condición buscada de alta impedancia que desencadena el comportamiento AMC, la celda unitaria deja pasar la mayoría de la energía del puerto 1 al 2.



**Fig 3.2.5:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de D con polarización lineal paralela al eje X. Se observa como la reacción de la estructura a la onda incidente en el rango de frecuencia de estudio es nula.

Esta ausencia de reacción en la superficie AMC queda patente también en la respuesta de la fase del parámetro  $s(1,1)$ , mostrada en la **Fig.3.2.6**. Como se puede observar, no hay ningún cambio brusco de fase como se ha observado en otros casos que indica dónde se encuentra la frecuencia de resonancia magnética. Ésta se mantiene prácticamente constante en los  $180^\circ$ , fase característica del coeficiente de reflexión de los conductores eléctricos perfectos. Esto es consecuencia de la condición de contorno fijada en el estudio de la fase del parámetro  $s(1,1)$ . Para la Z mínima la condición fijada es  $E_t=0$ , que es equivalente a situar un plano PEC en ese punto. Por tanto, ante la ausencia de reacción de la estructura *dogbone* el comportamiento predominante en todo el rango de frecuencias estudiado es el impuesto por la condición de contorno.



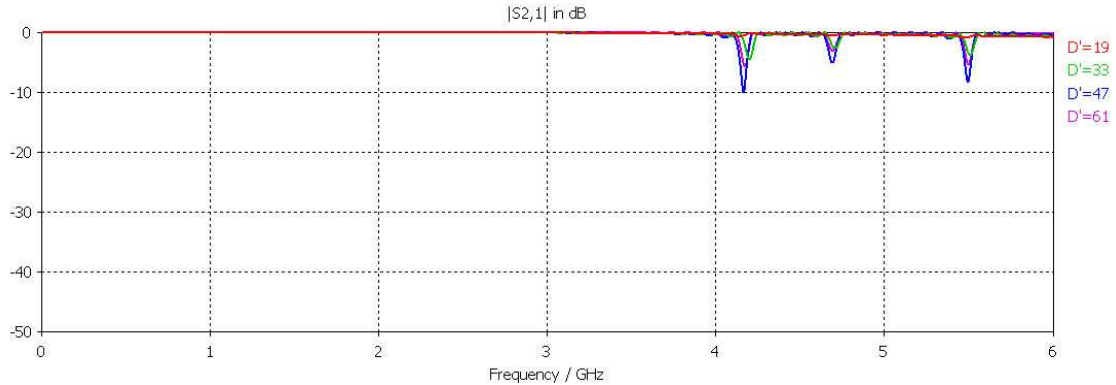
**Fig 3.2.6:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de D manteniendo con polarización lineal paralela al eje X. La reacción de la estructura a la onda incidente es nula.

### 3.2.2. Estructura *dogbone* paralela al eje X

La estructura que se analiza a continuación, la celda unitaria con la metalización *dogbone* paralela al eje X, no se ha analizado hasta ahora dentro de este proyecto, aunque es fácil prever que su comportamiento será muy parecido al del *dogbone* paralelo al eje Y porque la mayoría de los parámetros de ambos son iguales. Únicamente se distinguen en dos cosas. La primera de ellas es precisamente la orientación de la metalización. La segunda es que en este caso el brazo central del *dogbone* es sensiblemente mayor, a este parámetro se le ha

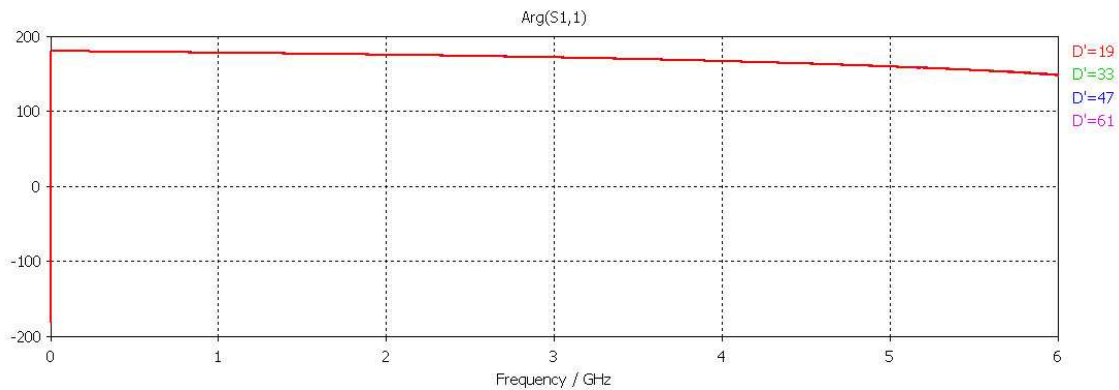
denominado  $D'$ , para distinguirlo del otro. Esta última diferencia es la que permitirá en los montajes posteriores intentar un diseño que funcione en dos bandas distintas.

### 3.2.2.1. Polarización paralela al eje Y



**Fig 3.2.7:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de  $D'$  con polarización lineal paralela al eje Y. Se observa como la reacción de la estructura a la onda incidente en el rango de frecuencia de estudio es prácticamente nula.

Cómo se puede observar en la **Fig.3.2.7** la respuesta obtenida en este caso es muy parecida a la que se obtuvo con la polarización en el eje X sobre el *dogbone* paralelo al eje Y. Aunque, en este caso se pueden ver a partir de frecuencias superiores a 4 GHz. ciertos mínimos en la gráfica que indican algún tipo de reacción de la estructura, es posible que estos estén causados por algún tipo de resonancia armónica, por tanto no serán considerados de utilidad para los objetivos de este apartado.

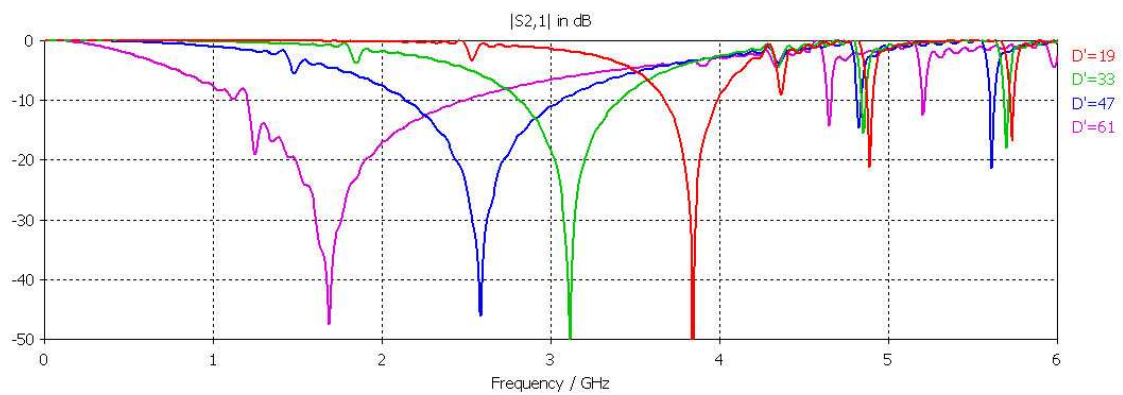


**Fig 3.2.8:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de  $D'$  manteniendo con polarización lineal paralela al eje Y. La reacción de la estructura a la onda incidente es nula.

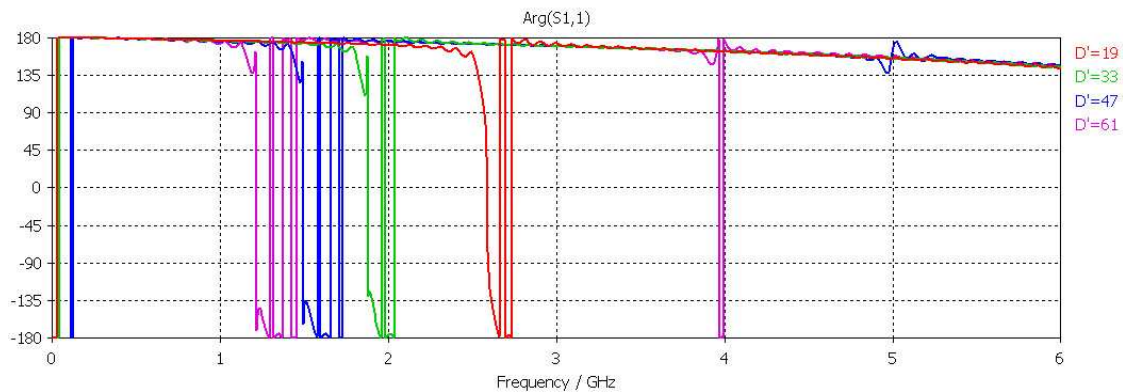
En la **Fig.3.2.8** se observa cómo tal como se ha afirmado, las distorsiones observadas en la **Fig.3.2.7** no se corresponden a ningún tipo de respuesta buscada en la estructura ya que no tienen asociado un paso por cero en la fase, que indicaría un comportamiento de naturaleza AMC. De hecho la fase obtenida en esta figura es casi idéntica a la mostrada **Fig.3.2.6**, esto es, característica de un conductor eléctrico perfecto.

### 3.2.2.2. Polarización paralela al eje X

En la **Fig.3.2.9** se aprecia que tal como se había previsto, la estructura reacciona de la forma esperada sólo cuando recibe una polarización paralela a su eje longitudinal. El comportamiento aquí observado guarda muchas semejanzas con el obtenido en el *dogbone* paralelo al eje Y con polarización paralela a ese mismo eje. La diferencia más notable con éste es la menor frecuencia de resonancia magnética, debida en gran parte a la mayor longitud del brazo central de la estructura, que en el caso del mayor valor de  $D'$  casi triplica la utilizada en el otro *dogbone*. Si en el otro caso la frecuencia de resonancia magnética oscilaba entre aproximadamente 2.5 y 5 GHz. en este ese rango se traslada a entre 1.2 y 2.5 GHz. A partir de 4 GHz. aparecen algunas distorsiones de tipo armónico que pueden ser consideradas ruido y no afectan al funcionamiento dentro del rango de frecuencias de interés (entre 2 y 3 GHz.).



**Fig 3.2.9:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de  $D'$  con polarización lineal paralela al eje X. Se observa como al aumentar  $D'$  tanto la frecuencia de resonancia magnética como la eléctrica disminuyen.

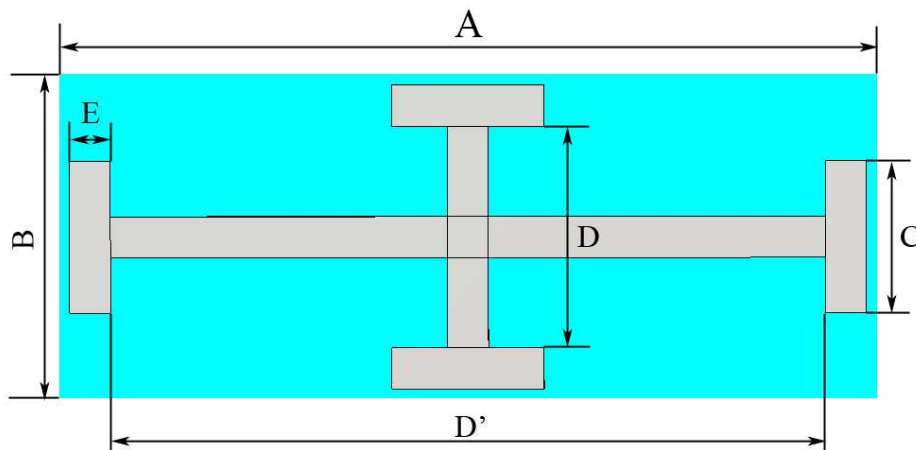


**Fig 3.2.10:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de  $D'$  con polarización lineal paralela al eje X. Se ve como la frecuencia de resonancia magnética disminuye mucho y el ancho de banda permanece casi constante al aumentar  $D'$ .

El comportamiento observado en la **Fig.3.2.9** en el análisis de  $|s(2,1)|$  (dB) tiene su correspondencia en el análisis de la fase del parámetro  $s(1,1)$ . Como se puede observar en la **Fig.3.2.10**, las frecuencias de resonancia magnética observando la fase coinciden con las vistas en el módulo del parámetro  $s(2,1)$ .

### 3.2.3. Celda *dogbone* en forma de Cruz de Jerusalén

Después de haber comprobado cómo funcionan las dos anteriores estructuras analizadas, obteniendo un rango de frecuencias de trabajo distinto para cada uno de los brazos, el siguiente paso es realizar un primer acercamiento hacia lo que puede ser un diseño de una celda unitaria *dogbone* dual en banda, es decir que pueda trabajar a dos frecuencias distintas. Para ello se ha creado la siguiente celda unitaria, representada en la **Fig.3.2.11**.



**Fig 3.2.11:** Estructura Dogbone en configuración de cruz. Como se puede ver la estructura es sencilla y consiste en la superposición de los dos anteriores modelos de celdas unitarias.

Su estructura tal y como puede apreciarse es muy similar a las de las anteriores celdas unitarias, aunque en este caso la metalización formada es un especie de superposición de las dos anteriores, tomando la forma conocida como cruz de Jerusalén. La idea es sencilla. Cada uno de los elementos *dogbone* tiene una frecuencia de trabajo distinta, menor en el caso del *dogbone* con el brazo más largo, mayor en el más corto. Al situar estos dos elementos *dogbone* formando un ángulo de  $90^\circ$  entre ellos cada uno funcionará con una polarización distinta; paralela al eje Y en el *dogbone* más corto y al eje X en el más largo, respectivamente. Se espera por tanto, tener una u otra frecuencia de trabajo en función de la polarización de onda definida mediante las condiciones de contorno. A continuación, se muestran los resultados del análisis del módulo del parámetro  $s(2,1)$  y de la fase del parámetro  $s(1,1)$  pertenecientes a esta estructura *dogbone* en cruz. Se han subdividido en dos los datos presentados, en base a la polarización utilizada en el análisis. Para cada una de las dos polarizaciones utilizadas se han realizado barridos paramétricos sobre la longitud de los brazos de ambos *dogbone*, para ver cómo afecta cada uno de ellos al comportamiento obtenido en cada polarización.

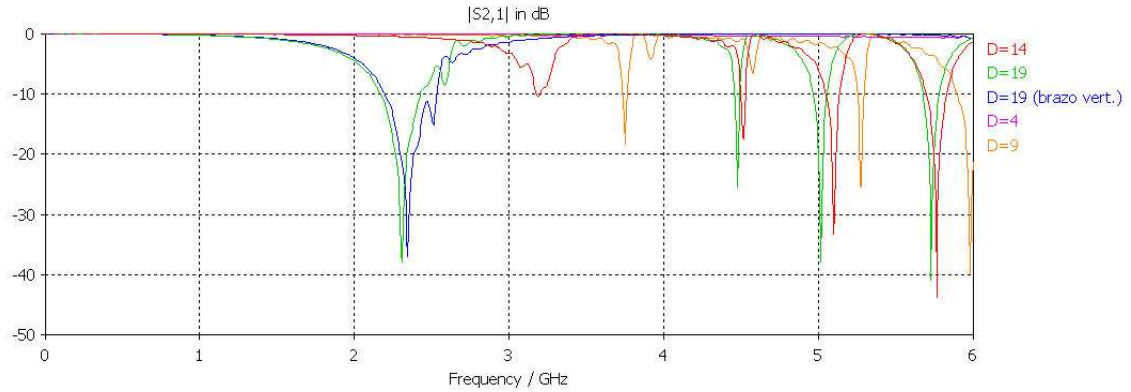
#### 3.2.3.1. Polarización paralela al eje Y

##### A) Efecto de la longitud del brazo paralelo al eje Y (D)

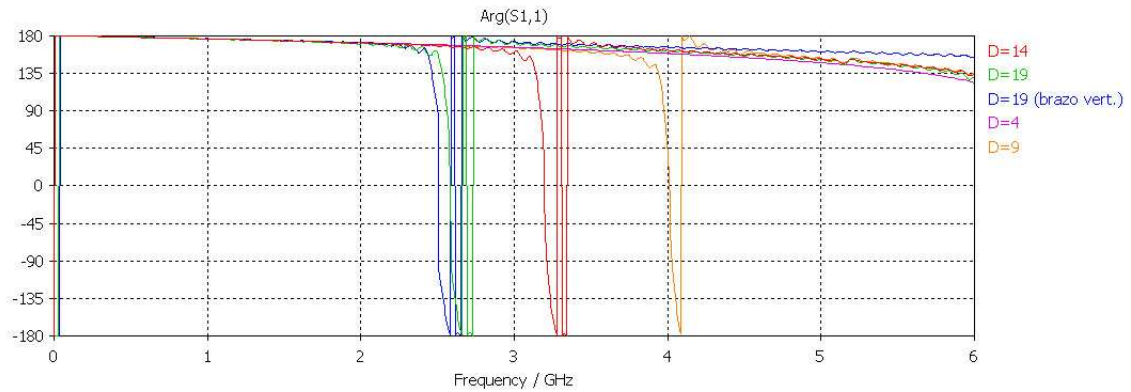
En este primer caso analizado de la nueva estructura *dogbone* en cruz, el parámetro observado es el correspondiente a la longitud del brazo central del *dogbone* paralelo al eje Y, esto es, el que se observa en posición vertical en la **Fig.3.2.11**. Tal y como se puede apreciar,



aparte de los resultados arrojados propiamente por dicho barrido, en la **Fig.3.2.12** y en la **Fig.3.2.13** se ha incluido también la curva correspondiente al comportamiento que ofrece el *dogbone*, de forma individual, orientado en la misma dirección que la presenta polarización (en este caso se corresponde a la primer tipo de estructura analizado). Esta curva ha sido incluida en la misma gráfica que el resto de resultados del barrido para poder establecer una comparación con la curva correspondiente al mismo valor del parámetro D, pero en la estructura en cruz. El objetivo es ver qué cambios aparecen al añadir el *dogbone* perpendicular a la polarización.



**Fig 3.2.12:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de D con polarización lineal paralela al eje Y. Viendo las dos curvas de D=19mm. se observa cómo añadir el brazo paralelo al eje X en esta estructura afecta a la respuesta obtenida.

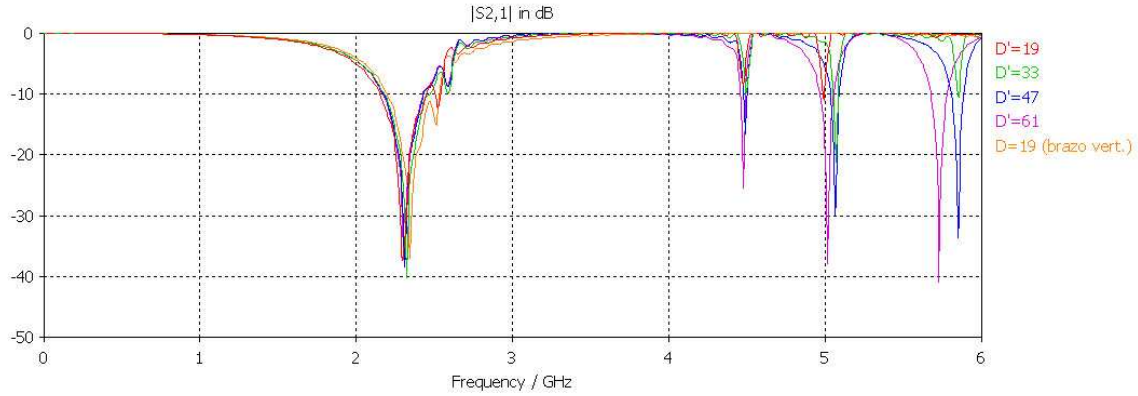


**Fig 3.2.13:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de D con polarización lineal paralela al eje Y. Viendo las dos curvas de D=19mm. se observa cómo añadir el brazo paralelo al eje X en esta estructura afecta a la respuesta obtenida.

Cómo se puede observar en ambas figuras (**Fig.3.2.12** y **Fig.3.2.13**) la variación de la longitud del brazo principal del *dogbone* paralelo al eje Y, esto es, D, tiene el mismo efecto que producía sobre la celda unitaria simple formada por un solo *dogbone*: un aumento en este parámetro se traduce sobre el  $|s(2,1)|$  (dB) en una reducción tanto de la frecuencia de resonancia eléctrica como de la magnética; sin embargo, también es observable como en la comparación para D = 19 mm. ( $0.127\lambda_{2GHz}$ ) entre la respuesta encontrada en el *dogbone* simple (azul) y la encontrada en el *dogbone* en cruz (verde) existen diferencias. Tanto la frecuencia de resonancia eléctrica como la magnética permanecen casi constantes; hay que observar más detalladamente la respuesta en fase del parámetro  $s(1,1)$  de la estructura para poder percibir un leve aumento en la frecuencia de resonancia magnética para la estructura con la metalización en cruz. Por tanto, en este caso el añadir un *dogbone* perpendicular a la

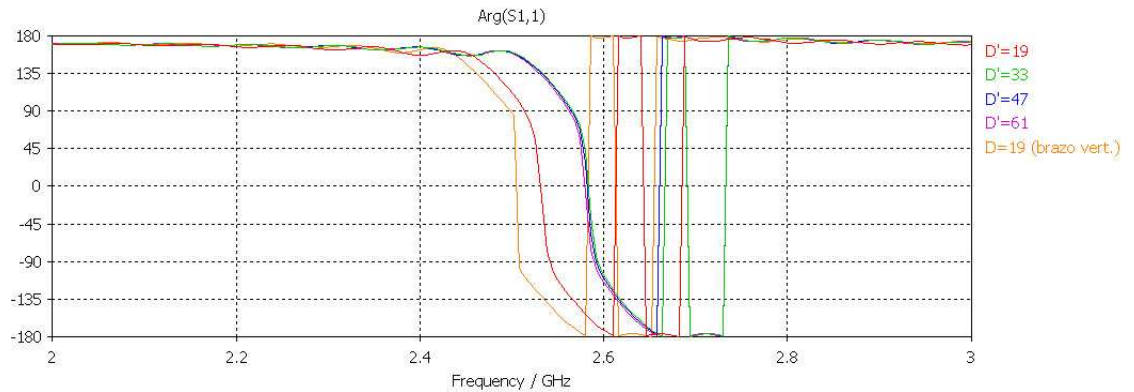
polarización utilizada no resulta completamente transparente al comportamiento global de la estructura, aunque sí es cierto que apenas afecta al parámetro de mayor interés en este proyecto: la frecuencia de resonancia magnética.

### B) Efecto de la longitud del brazo paralelo al eje X ( $D'$ )



**Fig 3.2.14:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de  $D'$  con polarización lineal paralela al eje Y. Se aprecia como variar  $D'$  no tiene casi ningún efecto en la respuesta. Se compara con el caso del *dogbone* paralelo al eje Y con  $D=19$  mm. (caso con valor por defecto).

Como puede apreciar en la **Fig.3.2.14** y en la **Fig.3.2.15** incluir el *dogbone* perpendicular a la polarización utilizada para formar la cruz de Jerusalén afecta casi imperceptiblemente al resultado obtenido sólo con el *dogbone* paralelo a la polarización. Este efecto es apreciable sobre todo en la **Fig.3.2.14**, en la que se ve como aumentar este parámetro mantiene prácticamente constante tanto la frecuencia de resonancia magnética como la frecuencia de resonancia eléctrica. Observando sin embargo la **Fig.3.2.15**, perteneciente a la fase del parámetro  $s(1,1)$ , a la que se ha aplicado un zoom entre 2.5 GHz y 3 GHz., se puede observar mirando los cruces de la fase por cero como en realidad variar  $D'$  si afecta levemente a la frecuencia de resonancia magnética, aunque no en un grado que se pueda considerar de importancia, ni mucho menos.

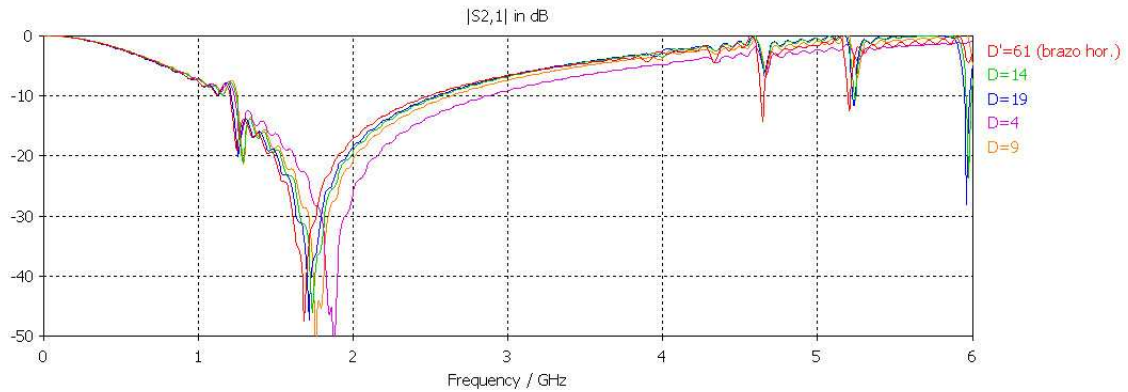


**Fig 3.2.15:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de  $D'$  con polarización lineal paralela al eje Y. Se compara con el caso del *dogbone* paralelo al eje Y con  $D=19$  mm. Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz. para una mejor observación.

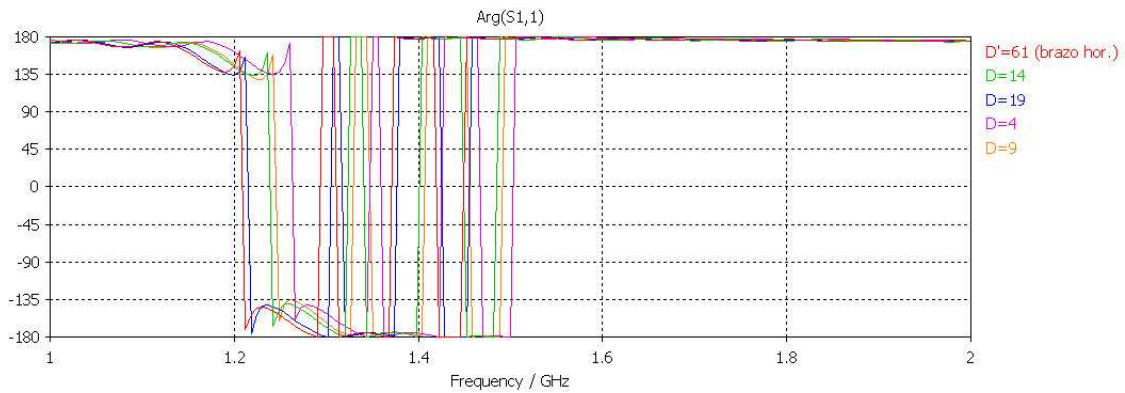
### 3.2.3.2. Polarización paralela al eje X

#### A) Efecto de la longitud del brazo paralelo al eje Y (D)

Aquí se puede ver cómo la diferencia entre tener sólo el *dogbone* paralelo al eje X y la estructura *dogbone* en forma de cruz de Jerusalén es mucho menor que la diferencia existente en la comparación entre el *dogbone* paralelo al eje Y y la estructura en cruz con polarización paralela al eje Y. En el presente caso no varía apenas ni la frecuencia de resonancia eléctrica ni la magnética. Esto probablemente pueda estar asociado a que en comparación al caso en el que se tiene sólo el *dogbone* paralelo al eje X, la metalización perpendicular introducida en este caso es menor en tamaño si se compara con ésta, y por tanto su influencia menor. Variando D se observa cómo, al igual que en el caso anterior, variar la longitud del brazo central del *dogbone* perpendicular a la polarización utilizada no tiene prácticamente ningún efecto sobre la respuesta de la celda unitaria en cruz. Este efecto queda patente en la **Fig.3.2.16** y en la **Fig.3.2.17**, en las que queda patente que cualquier variación sobre el valor de D, afecta de forma muy leve a la respuesta obtenida tanto en módulo del parámetro  $s(2,1)$  como en fase del parámetro  $s(1,1)$ .

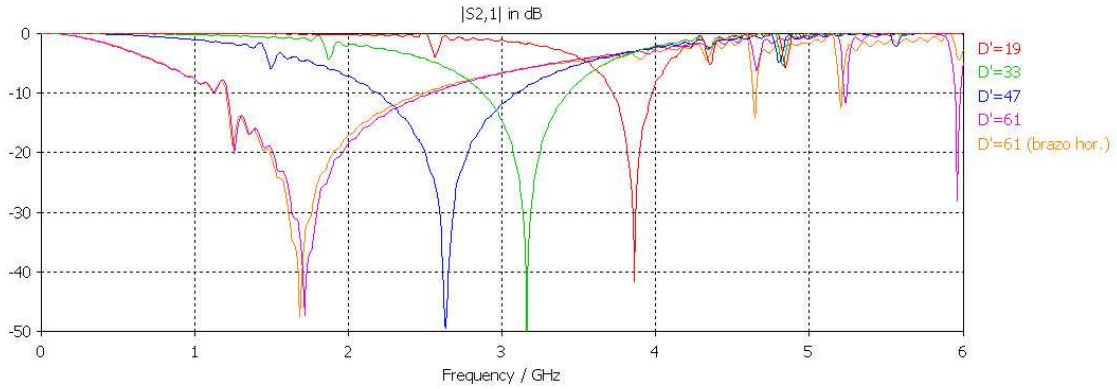


**Fig 3.2.16:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de D con polarización lineal paralela al eje X. Se aprecia como variar D no tiene casi ningún efecto en la respuesta. Se compara con el caso del *dogbone* paralelo al eje X con  $D'=61$  mm.



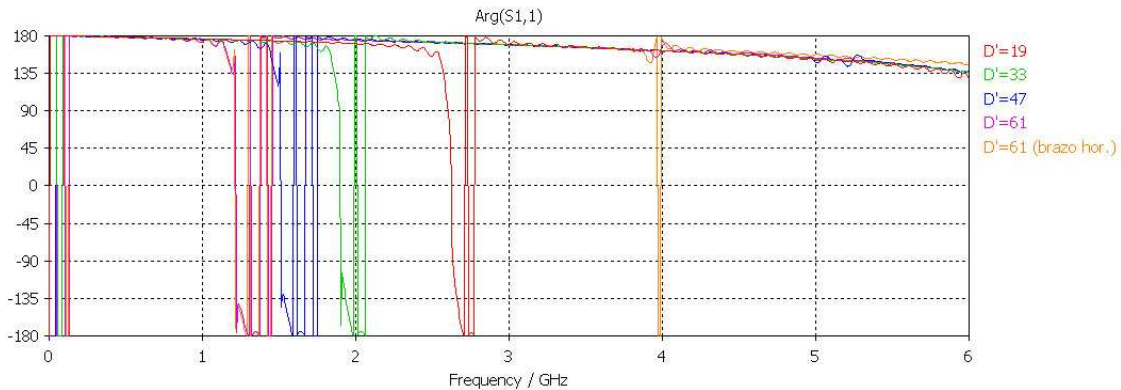
**Fig 3.2.17:**  $\text{arg}\{s(1,1)\}$  para varios valores de D con polarización lineal paralela al eje X. Se compara con el caso del *dogbone* paralelo al eje X con  $D'=61$  mm. Se ha aplicado un zoom entre 1 y 2 GHz. para una mejor observación.

### B) Efecto de la longitud del brazo paralelo al eje X ( $D'$ )



**Fig 3.2.18:**  $|s(2,1)|$  (dB) para varios valores de  $D'$  con polarización lineal paralela al eje X. Viendo las dos curvas de  $D'=61$ mm. se observa cómo añadir el brazo paralelo al eje Y apenas afecta a la respuesta obtenida.

En este caso el parámetro que se varía,  $D'$ , vuelve a pertenecer al brazo paralelo a la polarización utilizada y, por tanto, afecta de la manera que más o menos se ha visto en anteriores ocasiones analizando la longitud del brazo central del *dogbone* a la respuesta obtenida de la celda unitaria con la metalización en cruz. Esto significa que, un aumento en  $D'$  significa reducir las dos frecuencias de resonancia (magnética y eléctrica) de una manera más o menos solidaria. Estas frecuencias, debido a la mayor longitud del brazo central del *dogbone* paralelo al eje X, son sensiblemente menores a las manejadas en la otra polarización. Además, es posible apreciar en la **Fig.3.2.18**, tal y como se comentó antes, que añadir el *dogbone* perpendicular a la polarización utilizada causa mucho menos efecto en este caso que en el anterior.



**Fig 3.2.19:**  $\arg\{s(1,1)\}$  para varios valores de  $D'$  con polarización lineal paralela al eje X. Viendo las dos curvas de  $D'=61$ mm. se observa cómo añadir el brazo paralelo al eje Y apenas afecta a la respuesta obtenida.

## 3.3. Comparativa de distintos tipos de plano de masa

En este apartado el objetivo es demostrar las ventajas en cuanto a prestaciones y otras características que presentan los planos de masa contruidos con metamateriales, en este caso formados por estructuras periódicas *dogbone*, frente a los planos de masa “convencionales”,

esto es, planos de masa metálicos contruidos con materiales de características similares a un PEC. Para obtener una visión más global también se ha incluido dentro de la comparativa un tipo de plano de masa más, en este caso uno contruido con un conductor magnético perfecto o PMC, aunque es sabido que no existen materiales en la naturaleza capaces con propiedades de por sí similares a un PMC. En este primer acercamiento a la construcción de una antena de bajo perfil no se tendrán en cuenta los diagramas de radiación presentados por las antenas, únicamente el nivel de adaptación que éstas presenten dentro del rango de frecuencia de estudio.

Las antenas de bajo perfil se caracterizan por su pequeño grosor, que las hacen atractivas y adaptables a muchas situaciones en las que por ejemplo, se necesite una antena en un sitio reducido (como por ejemplo en los teléfonos móviles, o en aplicaciones WiFi) o sea conveniente camuflar la antena (en aviones, o en coches para evitar la tradicional y antiestética antena en el techo).

Dentro de este conjunto de dispositivos podemos encontrar diseños de varios tipos: tipo parche sobre plano microstrip, de hilo, etc. Para este caso concreto resultan de interés estas últimas, las de hilo, por la sencillez en su diseño y facilidad para ajustar sus prestaciones.

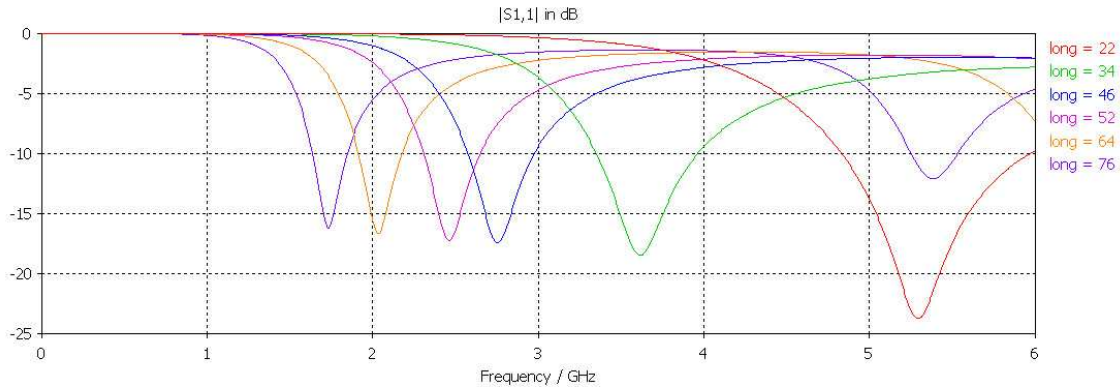
Para que estas antenas de hilo cumplan con el requisito que se ha fijado de bajo perfil, se les debe asociar un plano de algún material situado paralelamente al eje de la antena a una altura máxima de ésta de  $1/10 \lambda$ , o incluso menos, para funcionar como plano de masa. En este proyecto se ha dicho anteriormente que la frecuencia prevista de trabajo para los diseños aquí realizados debe estar entre los 2 y 3 GHz, dentro de lo posible, por tanto la altura del diseño puede ser como mucho de 10 ó 15 mm., aunque convendrá reducirla al máximo (siempre respetando unas prestaciones mínimas conformes a los requisitos establecidos), para conseguir una antena de la menor altura posible.

### 3.3.1. Dipolo en espacio libre

En primer lugar, para poder tomar como referencia en cada tipo de plano de masa un elemento en común se ha escogido un dipolo de una longitud adecuada para la frecuencia a la que se ha decidido trabajar, es decir un dipolo que tenga su punto de máxima adaptación lo más cerca posible de la frecuencia de resonancia magnética del *dogbone*. La idea es observar el nivel de adaptación que presenta el dipolo en espacio libre dentro del rango de frecuencia de estudio para ver, aparte de qué tipo de plano de masa ofrece unas mejores prestaciones, qué aportaciones realizan sobre las prestaciones propias del dipolo. En los siguiente subapartados se procederá a asociar el dipolo escogido aquí a varios tipos de plano, en concreto un plano PEC (Perfect Electric Conductor), otro PMC (Perfect Magnetic Conductor) y por último un plano compuesto por estructuras periódicas *dogbone*.

Para conseguir simular las condiciones de radiación en espacio libre dentro de la herramienta de simulación utilizada, *CST Microwave Studio*, han tenido que cambiarse todas las condiciones de contorno utilizadas hasta ahora sustituyéndolas en los máximos y mínimos de cada eje por la opción “open (add space)”.

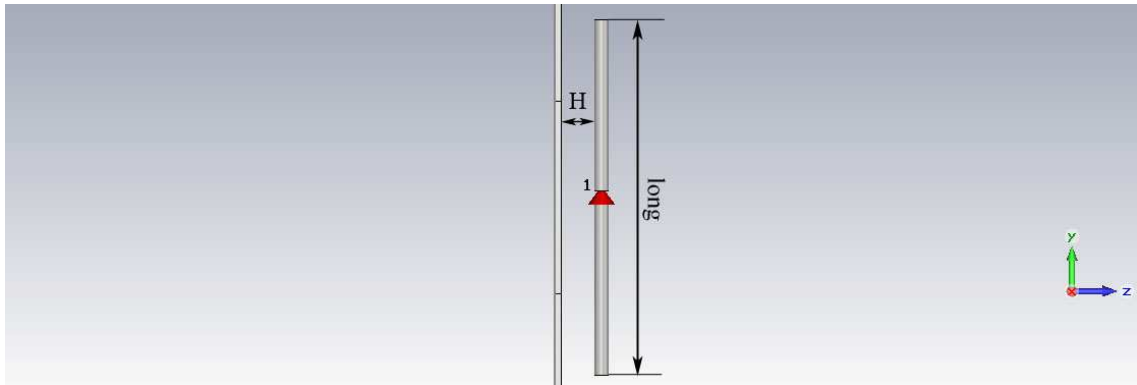
Ante los resultados obtenidos de la simulación del dipolo en espacio libre, se observa que el que tiene el punto de máxima adaptación más cerca de la frecuencia de trabajo observada en la celda unitaria *dogbone* con los parámetros por defecto es de longitud  $\text{long}=52 \text{ mm}$ . ( $0.347\lambda_{2\text{GHz}}$ ), por lo cual será este el que se escogerá de manera temporal para realizar el resto de pruebas.



**Fig 3.3.1:** Pérdidas de retorno  $|s(1,1)|$  en dB para dipolos en espacio libre.

### 3.3.2. Comparación entre los distintos tipos de plano

A continuación se muestran en tres subapartados separados, los resultados obtenidos para cada tipo de plano de masa: PEC, PMC y sustrato dieléctrico con estructuras periódicas *dogbone*. Para ilustrar bien los dos parámetros que se utilizarán en la comparación entre los tres tipos de planos, se adjunta la siguiente figura:

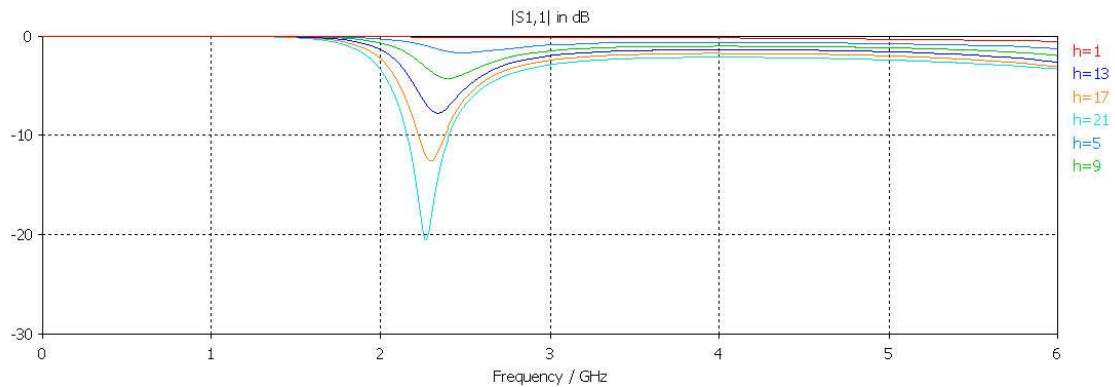


**Fig 3.3.2:** Representación del dipolo y el plano asociado a él, en una vista lateral para poder apreciar bien la separación con el plano ( $h$ ) y la longitud del dipolo.

Se dice que sólo hará falta variar esos dos parámetros, longitud del dipolo y altura del mismo sobre el plano de masa, porque realmente el resto de parámetros (los de la estructura *dogbone*) son fijos en esta comparativa. El motivo de realizar la comparación únicamente con un conjunto de parámetros en la superficie AMC es sencillo; conviene que la comparativa sea sencilla de comprender. Con un conjunto de parámetros es suficiente para poder formarse una idea bastante buena de cuáles son las mejoras que estos planos de masa introducen y añadir más información sólo aportaría complejidad en este momento.



### 3.3.2.1. Plano de masa PEC



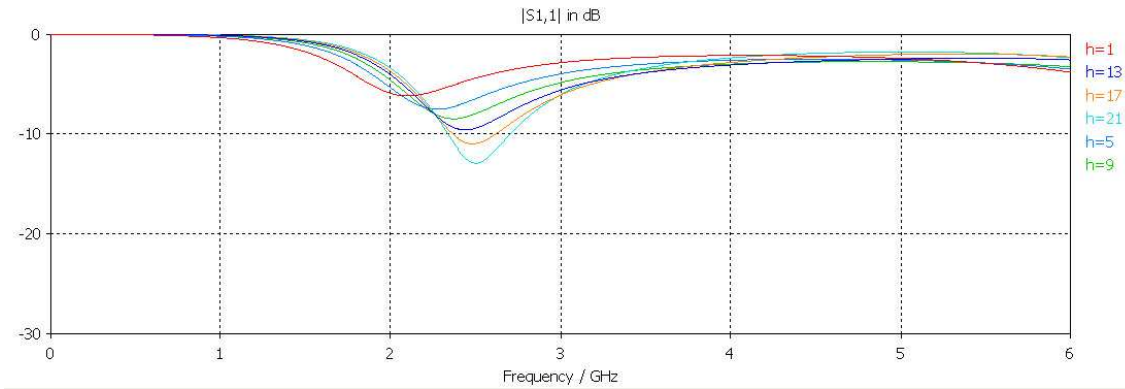
**Fig 3.3.3:** Pérdidas de retorno en dB para dipolo de longitud 52mm ( $0.347\lambda_{2GHz}$ ), situado a “h” mm. de un plano PEC.

Como se puede observar en la **Fig.3.3.3**, es prácticamente imposible adaptar el dipolo si este se sitúa a distancias muy cortas del plano PEC (en torno a 1 mm./ $0.01\lambda$ ), ya que para las distancias más cortas las pérdidas de retorno son muy cercanas a 0 dB. Teniendo en cuenta que por lo general una antena se considera adaptada cuando tiene unas pérdidas de retorno inferiores a -10 dB, se descubre que hay que alejar el dipolo más de 15mm (algo más de  $0.1\lambda_{2GHz}$ ) para obtener el resultado buscado, una distancia que es demasiado grande para poder denominar al diseño como de perfil bajo.

Esto se puede explicar con la *Teoría de imágenes* [2], ya que la corriente imagen generada por la corriente que discurre por el dipolo es opuesta a ésta última, y por tanto cuando el dipolo se encuentra muy cerca del plano de masa, ambas corrientes prácticamente se anulan. A esto hay que unirle que la fase del coeficiente de reflexión en la superficie del conductor es de  $180^\circ$  y, al estar el dipolo tan cerca del plano, causa que la onda reflejada anule prácticamente a la incidente.

### 3.3.2.2. Plano de masa PMC

En la **Fig.3.3.4** se puede observar cómo la adaptación es incluso peor que en el caso del plano de masa PEC. Esto no debería ser así si se tiene en cuenta la Teoría de las imágenes ya que en el caso de una corriente discurrendo de forma paralela a un PMC la corriente imagen se produce en el mismo sentido que la primera y, por tanto, el resultado debería ser una corriente de valor doble a la que discurre por el dipolo. En realidad lo que sucede es que se produce un fuerte acoplamiento mutuo entre el dipolo y el plano PMC debido a la proximidad que existe entre ambos. Este acoplamiento modifica la impedancia que se ve a la entrada del dipolo y causa los malos resultados que se ven en las pérdidas de retorno. Aunque esto se puede solucionar modificando de manera calculada la impedancia de entrada al dipolo, también de esta forma se aumenta la complejidad del diseño [3]. Por último, hay que recordar que el conductor magnético perfecto es un material ideal que no es posible obtener en la realidad, lo cual obliga a pensar en una solución alternativa.



**Fig 3.3.4:** Pérdidas de retorno en dB para dipolo de longitud 52mm ( $0.347\lambda_{2GHz}$ ), situado a “h” mm de un plano PMC.

### 3.3.2.3. Plano de masa con estructuras *dogbone*

Por último, viendo que los resultados obtenidos con los otros dos tipos de plano de masa no han tenido unos resultados satisfactorios ya que no permiten realizar una implementación de una antena de bajo perfil usando una antena de hilo (como un dipolo o un monopolo), se ha analizado el nivel de adaptación obtenido utilizando esta vez como plano de masa una superficie de tipo AMC (Artificial Magnetic Conductor), construida con estructuras periódicas de tipo *dogbone*. A continuación se muestran en la **Tabla 2** los valores de los parámetros que caracterizan dicha estructura.

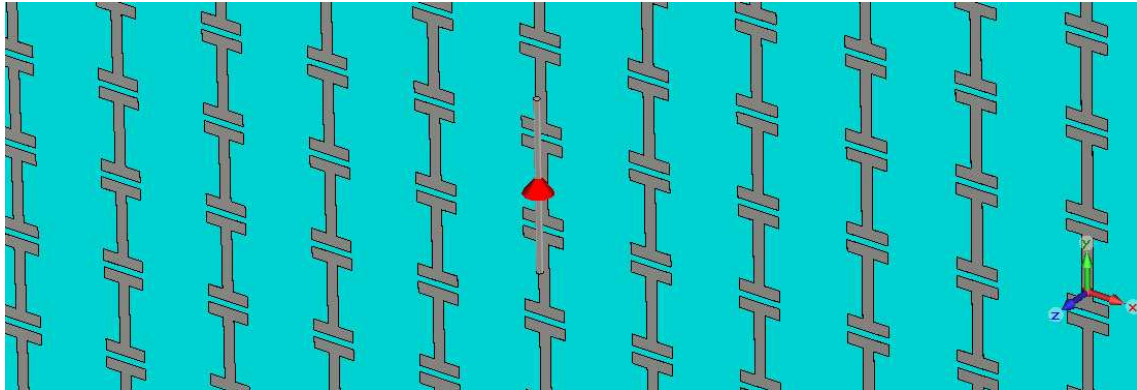
Parámetro	Descripción	Valor
A	Ancho de la celda unitaria	35mm.( $0.233\lambda_{2GHz}$ )
B	Alto de la celda unitaria	28mm.( $0.187\lambda_{2GHz}$ )
C	Longitud de los extremos (los dos brazos situados en los lados del brazo central)	13mm.( $0.087\lambda_{2GHz}$ )
D	Longitud del brazo central	19mm.( $0.127\lambda_{2GHz}$ )
E	Grosor del brazo central	3.5mm.( $0.023\lambda_{2GHz}$ )
E'	Grosor de los extremos	3.5mm. ( $0.023\lambda_{2GHz}$ )
S	Espesor del sustrato (dieléctrico)	0.787mm.( $0.005\lambda_{2GHz}$ )
$\epsilon_r$	Permitividad eléctrica relativa del sustrato	2.2

**Tabla 3.3.1:** Parámetros característicos de la celda unitaria *dogbone*, con su descripción y valor.

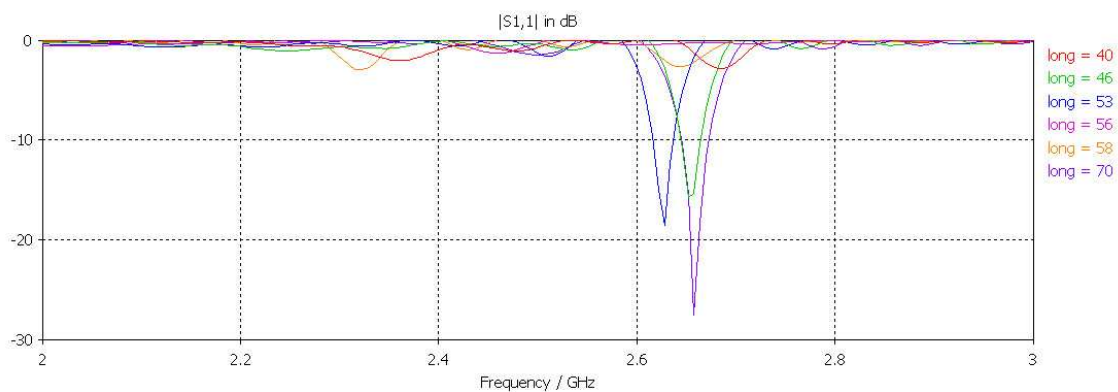
El montaje que va a ser analizado a continuación se encuentra representado en la **Fig.3.3.5**. El plano de masa utilizado, está compuesto como se puede ver por la agrupación de varias celdas unitarias *dogbone* como las analizadas anteriormente, unas pegadas a otras, a las cuales sólo se les ha modificado el parámetro A (ancho de celda) pasándolo de 70 mm. ( $0.467\lambda_{2GHz}$ ) a 35mm. ( $0.233\lambda_{2GHz}$ ), con el objetivo de tener una menor distancia entre elementos dentro de la misma fila. Esto repercute de forma directa sobre el ancho de banda aumentándolo bastante, cómo se vio en los estudios paramétricos anteriores. El segundo de ellos no es otro que el dipolo. Este se encuentra formado por dos cilindros metálicos entre los que se inserta la alimentación de la antena. La disposición elegida para el dipolo debe ser la adecuada para que el conjunto de éste con el plano de masa *dogbone* pueda conseguir un funcionamiento adecuado. Esto significa que el dipolo se debe encontrar situado de forma



paralela al plano definido por la superficie AMC (y no entrar en ningún momento en contacto con las metalizaciones de dicha superficie), y que la orientación de éste dentro de dicho plano debe ser tal que la polarización con la que el plano *dogbone* y el dipolo funcionan deben ser paralelas. En otras palabras, en este caso concreto, para un correcto funcionamiento, el dipolo debe ser colocado en la misma dirección que las metalizaciones *dogbone*.



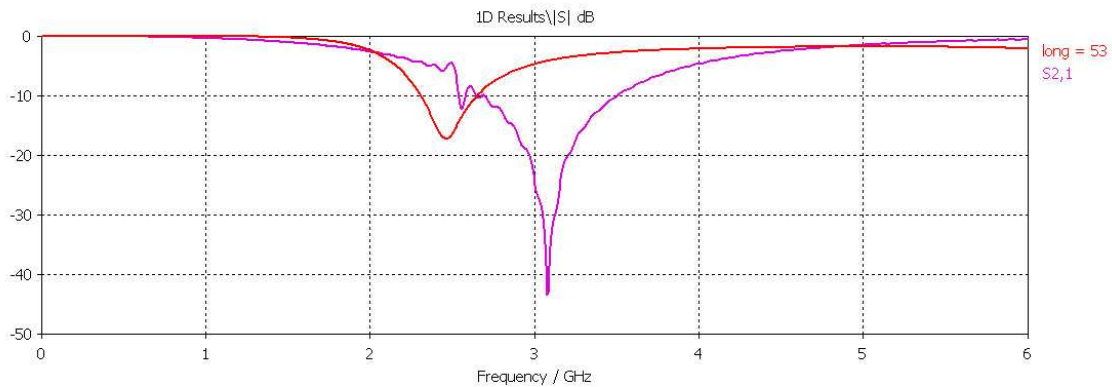
**Fig 3.3.5:** Diseño de dipolo situado muy cerca de un plano de masa constituido por estructuras periódicas *dogbone* fotograbadas en una cara de un sustrato dieléctrico, con plano de masa metálico en la otra cara.



**Fig 3.3.6:** de retorno en dB para dipolo de longitud "long", situado a  $h=1\text{mm}$  ( $0.007\lambda_{2\text{GHz}}$ ) de un plano con estructuras periódicas Dogbone.

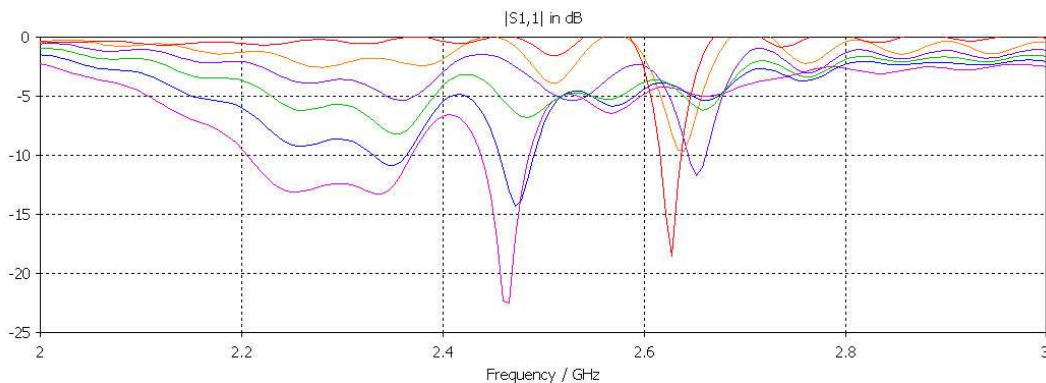
En la **Fig.3.3.6** se muestran los niveles de adaptación que se consiguen utilizando el plano de masa AMC construido con estructuras *dogbone* para dipolos de varias longitudes. Este barrido se ha repetido porque, aunque en el primer subapartado ya se podían ver cuáles eran las frecuencias de máxima adaptación para cada longitud de dipolo y dichas frecuencias debían ser cercanas a la de trabajo del *dogbone*, conviene probar cada una de esas longitudes de dipolo directamente sobre la superficie AMC para constatar que los resultados obtenidos sean los esperados. Como ya puede verse en la **Fig.3.3.6**, el diseño montado en la **Fig.3.3.5** consigue obtener para ciertas longitudes del dipolo adaptaciones bastante buenas (casi -20dB de pérdidas de retorno y en algún caso incluso menos) para alturas muy pequeñas sobre el plano de masa, mientras que para el resto de tipos de plano de masa simplemente no existe ningún tipo de adaptación en esos valores de "h" (las pérdidas de retorno obtenidas son incluso mayores a -3dB). Para conseguir el efecto deseado en el conjunto conviene que tanto el dipolo como la estructura Dogbone resuenen a una frecuencia muy próxima. Cabe resaltar

que la distancia al plano en este caso es de sólo 1 mm. (menos de  $0.01\lambda$ ) con lo cual se obtiene una sustancial mejora con respecto a los otros dos tipos de plano que se han utilizado.



**Fig 3.3.7:** Parámetro  $S_{2,1}$  para estructura *dogbone* con las siguientes medidas  $A=35\text{mm}$ ;  $B=28\text{mm}$ ;  $C=13\text{mm}$ ;  $D=19\text{mm}$ ;  $E=3.5\text{mm}$  y  $S_{1,1}$  del dipolo en espacio libre ( $\text{long} = 53\text{mm}$ ). Hay que intentar que las dos frecuencias de resonancia estén muy próximas entre sí.

En la **Fig.3.3.6** destacan sobre el resto dos casos concretos que logran una mejor adaptación del sistema, correspondiente a las longitudes del dipolo de  $53\text{mm}$ . ( $0.353\lambda_{2\text{GHz}}$ ) y  $70\text{mm}$ . ( $0.467\lambda_{2\text{GHz}}$ ). Aunque el segundo de estos valores consigue unos resultados algo mejores en adaptación, en la **Fig.3.3.7** se ve como la coincidencia de frecuencias de máxima adaptación del dipolo  $53\text{mm}$ . ( $0.353\lambda_{2\text{GHz}}$ ) y la frecuencia de resonancia magnética que presenta la superficie AMC utilizada prácticamente coinciden; por tanto, para el último barrido paramétrico en este capítulo, que muestra cómo se comporta este tipo de planos de masa para distintos valores de  $h$ , será esa longitud del dipolo la que será utilizada.



**Fig 3.3.8:** Pérdidas de retorno para el diseño con un plano de masa con estructura *dogbone* con las siguientes medidas  $A=35\text{mm}$ ;  $B=28\text{mm}$ ;  $C=13\text{mm}$ ;  $D=19\text{mm}$ ;  $E=3.5\text{mm}$  y dipolo ( $\text{long} = 53\text{mm} \cdot 0.353\lambda_{2\text{GHz}}$ ) a una distancia “ $h$ ” del plano.

En la **Fig.3.3.8** se ve cómo responde el conjunto de dipolo y plano de masa *dogbone* a la variación del parámetro que caracteriza la distancia existente entre uno y otro,  $h$ . En ella se puede comprobar la mejora de la adaptación del diseño respecto a otros tipos de plano de masa como los PEC y los PMC, logrando resultados satisfactorios para una distancia del plano de masa al dipolo de tan sólo un milímetro ( $0.007\lambda_{2\text{GHz}}$ ). Se aprecia también en esta figura que, en este tipo de planos de masa la adaptación no mejora de forma unequivoca al aumentar  $h$ , ya que casos como el correspondiente a  $h=7\text{mm}$ . ( $0.047\lambda_{2\text{GHz}}$ ) reflejan un menor

nivel de adaptación que algunos en los que el dipolo se encuentra a una menor distancia del plano de masa, como por ejemplo el caso correspondiente a  $h=1\text{mm}$ . ( $0.007\lambda_{2\text{GHz}}$ ).

### 3.4. Conclusiones

De los resultados observados a lo largo de este capítulo es posible llegar a una serie de conclusiones que se reúnen en este apartado de forma resumida.

En lo referente al apartado 3.2., dedicado a analizar lo que se ha considerado como un primer acercamiento a un plano de masa construido con estructuras periódicas *dogbone*, la principal conclusión hallada en torno a él es la confirmación de que es posible realizar un diseño de este tipo que funcione. De momento esto se ha conseguido mediante una estructura *dogbone* en cruz formada por dos de estos elementos, uno paralelo al eje Y y otro paralelo al eje X. Esta nueva celda unitaria probada en este apartado es capaz de funcionar a dos frecuencias distintas, pero no simultáneamente ya que la frecuencia de trabajo que adopte la celda unitaria depende de la polarización que caracterice a la onda incidente. Dicha frecuencia viene caracterizada casi exclusivamente por el brazo paralelo a dicha polarización, ya que se ha demostrado que la influencia del brazo perpendicular se limita a poco más que a un cambio sobre la frecuencia de resonancia eléctrica de la estructura, y no sobre la magnética, que es la que caracteriza el comportamiento de superficie de alta impedancia o AMC.

Se ha comprobado que no se puede obtener una antena de hilo que cumpla condición de bajo perfil con planos PEC y PMC, ya que para obtener un diseño al que se pueda considerar adaptado, hay que alejar demasiado el plano del dipolo, aproximadamente del orden de  $0.2\lambda$  (unos 2 cm. en estas frecuencias). En teoría con un plano PEC si se aleja el dipolo  $0.25\lambda$ , ya que en teoría el coeficiente de reflexión en ese punto ve invertida su fase inicial de  $180^\circ$ , se obtienen unas condiciones similares a las que proporciona el plano *dogbone* u ofrecería un conductor magnético. El inconveniente es que  $0.25\lambda$  a estas frecuencias (unos 2.5 GHz) equivale aproximadamente a unos 3 cm., distancia demasiado grande para poder considerar el diseño de bajo perfil.

Este problema puede ser solucionado utilizando un plano de masa construido utilizando un sustrato dieléctrico con estructuras periódicas *dogbone* expresamente diseñadas para resonar a una frecuencia cercana a la que el dipolo mejor funciona. Se pueden conseguir adaptaciones a distancias del orden de  $0.01\lambda$  (a esta frecuencia aproximadamente 1 mm.), aunque alejando un poco el dipolo del plano en algunas distancias se obtienen resultados aún mejores.



## Capítulo 4:

# Aplicación al diseño de antenas de bajo perfil: dipolo, lazo y monopolo

---

### 4.1. Introducción

Los capítulos anteriores han estado destinados al estudio del comportamiento característico de las estructuras periódicas *dogbone*. En estos se ha ido viendo a lo largo de los apartados cómo y cuánto afecta cada uno de los parámetros que caracterizan a este tipo de superficies AMC al funcionamiento de las mismas. También se ha podido comprobar en el capítulo inmediatamente anterior como con este tipo de estructuras es posible crear un diseño dual en banda que cumple con los objetivos fijados en el proyecto. En este último capítulo también se vieron las diferencias existentes entre los niveles de adaptación que presentan algunos tipos de planos de masa utilizados en la fabricación de antenas y los planos de masa artificiales creados a partir de estructuras periódicas *dogbone*, probándolos utilizando un dipolo situado a una pequeña distancia de forma paralela a la superficie de los planos de masa.

Llegados a este punto, ha llegado el momento de abordar a lo largo del presente capítulo la aplicación de los diseños estudiados en los capítulos anteriores al diseño y la fabricación de antenas de bajo perfil, utilizando varios tipos de antenas para este fin. En el que caso que ocupa este proyecto estas antenas serán de tres tipos distintos: dipolo, lazo y monopolo, siendo analizados en este orden. Para cada tipo de antena serán tres las propiedades que se analicen con más detenimiento, ya que resultan de mucha importancia a la hora de caracterizar el rendimiento de este tipo de antenas. Éstas serán el nivel de adaptación que presente el diseño completo dentro del rango de frecuencias de estudio, su diagrama de radiación, y los niveles del campo eléctrico en el plano correspondiente a la superficie del plano de masa, éste último con el fin de averiguar qué elementos *dogbone* del plano de masa son los que resultan más excitados en cada caso.

No obstante, para tener la seguridad de que cada caso de antena analizado es el mejor posible, antes de calcular los diagramas de radiación se calculará en primer lugar el tamaño

óptimo que necesite la antena para poder obtener el mejor rendimiento posible dentro de la posibilidades de cada caso. Este tamaño se refiere a la longitud de la antena para dipolos y monopolos y al radio de la misma para el caso concreto del lazo. Una vez fijado el tamaño, es conveniente también escoger una altura correcta de la antena sobre el plano de masa; en este caso son dos criterios los que marcarán esta elección, por un lado conseguir un buen rendimiento y por otro lado mantener la premisa de tener un diseño compacto que cumpla la condición de “bajo perfil”.

El objetivo del capítulo es, por tanto, conseguir algunos modelos de antena de hilo de bajo perfil que reúnan buenas prestaciones en simulación, para luego poder construir prototipos que implementen físicamente estos diseños.

## **4.2. Estudio de distintos tipos de antena de hilo sobre distintos planos de masa formados por estructuras *dogbone*.**

Este apartado concentra la práctica totalidad del contenido de este capítulo. En él serán analizados en distintos subapartados cada uno de los diseños descritos de forma breve en el apartado anterior. Se analizará en primer lugar el caso del dipolo. Por ser éste el primer caso analizado, no sólo se verá su comportamiento utilizando la estructura *dogbone* en cruz descrita en el último capítulo, sino que también se analizará para los *dogbone* denominados “simples”; esto es, para los *dogbone* que son paralelos al eje X o Y pero que únicamente trabajan en una frecuencia. En estos primeros casos con planos de masa monobanda no se mostrarán los diagramas de radiación, porque será suficiente con mostrar el nivel de adaptación obtenido para una posterior comparación con los modelos de doble banda.

Las condiciones de contorno elegidas para las simulaciones en este capítulo son muy distintas a las utilizadas en los capítulos anteriores. En concreto, se ha fijado la condición “open (add space)” para los valores máximos y mínimos de cada eje, menos para Z mínimo donde se ha mantenido la condición  $E_t=0$ , que simula tener en esa posición un plano de masa PEC.

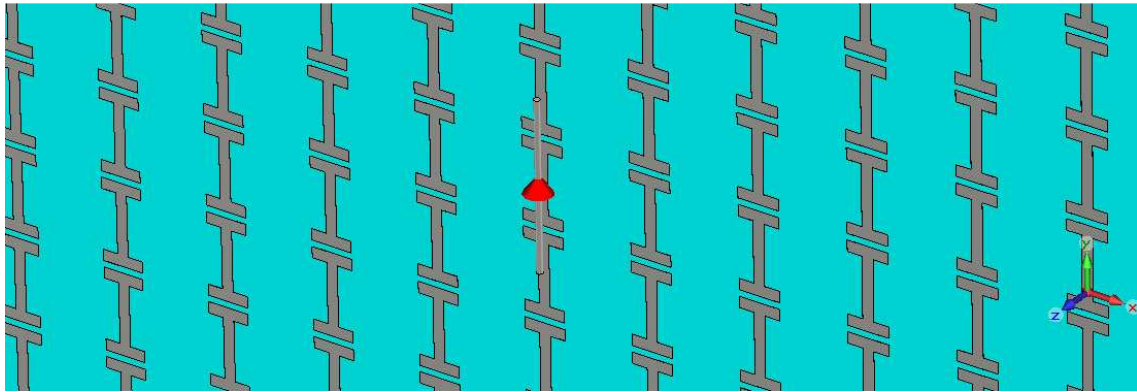
### **4.2.1. Estudio del dipolo**

El caso correspondiente al dipolo, será el más detenidamente analizado, por ser esta la antena de más fácil simulación en el software *CST Microwave Studio*, ya que no es necesario realizar ningún tipo de modificación sobre el plano de masa y la antena en sí es muy sencilla. Sobre este caso se analizará en primer lugar la adaptación que presenta el dipolo sobre planos de masa *dogbone* monobanda, es decir, que tienen todos sus elementos de la misma longitud y apuntando en una misma dirección, con el fin de poder luego establecer una comparación entre el rendimiento de éstos y los planos *dogbone* de doble banda. Dentro de estos primeros estudios se procede también a rotar el dipolo sobre el eje Z, para saber que tolerancia en polarización presenta este tipo de planos de masa. A continuación, se pasará a estudiar la estructura objeto principal de este proyecto, el plano de masa *dogbone* de doble banda, compuesto por estructuras *dogbone* orientadas tanto sobre el eje Y como sobre el eje X, que

será descrita de forma detallada más tarde. También en este caso se analizará de qué forma afecta al comportamiento del conjunto plano-antena la orientación del dipolo respecto al plano de masa. Para terminar con este apartado, se intentará aplicar una reducción sobre las dimensiones del plano de masa, que en un primer momento cuenta con unas dimensiones de 10 celdas unitarias de lado.

#### 4.2.1.1. Estudio de plano de masa con estructuras *dogbone* orientadas sobre Y

En este apartado se analizará el montaje compuesto por un dipolo situado de forma paralela al plano de masa *dogbone* con las metalizaciones orientadas en la misma dirección que el eje Y. Como puede apreciarse este diseño es idéntico al utilizado en el último apartado del capítulo anterior en el que se comparaban las prestaciones logradas por distintos tipos de planos de masa. Por tanto, en este punto no se entrará en demasiado detalle en su análisis, sino que se recordará de forma breve el comportamiento presentado y se añadirán ciertos matices necesarios relacionados con el capítulo actual. A continuación se presenta, a modo de recordatorio, la **Fig.4.2.1** que muestra la apariencia del diseño analizado.



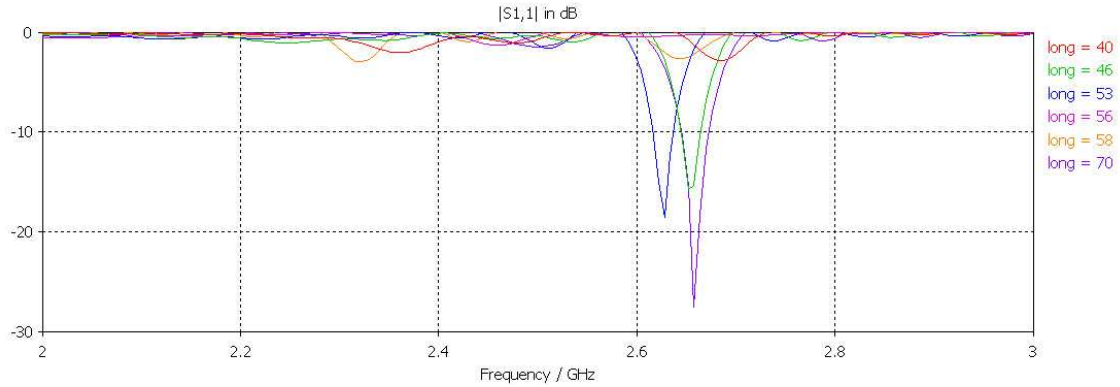
**Fig 4.2.1:** Diseño de dipolo situado muy cerca de un plano de masa compuesto por estructuras periódicas *dogbone* orientadas de forma paralela al eje Y.

Parámetro	Descripción	Valor
A	Ancho de la celda unitaria	35mm.(0.233 $\lambda_{2GHz}$ )
B	Alto de la celda unitaria	28mm.(0.187 $\lambda_{2GHz}$ )
C	Longitud de los extremos (los dos brazos situados en los lados del brazo central)	13mm.(0.087 $\lambda_{2GHz}$ )
D	Longitud del brazo central	19mm.(0.127 $\lambda_{2GHz}$ )
E	Grosor del brazo central	3.5mm.(0.023 $\lambda_{2GHz}$ )
E'	Grosor de los extremos	3.5mm. (0.023 $\lambda_{2GHz}$ )
S	Espesor del sustrato (dieléctrico)	0.787mm.(0.005 $\lambda_{2GHz}$ )
$\epsilon_r$	Permitividad eléctrica relativa del sustrato	2.2
h	Altura del dipolo sobre el plano de masa	1 mm.(0.007 $\lambda_{2GHz}$ )
long	Longitud del dipolo	Por determinar

**Tabla 4.2.1:** Parámetros característicos del conjunto antena con plano de masa *dogbone* por defecto, con su descripción y valor.



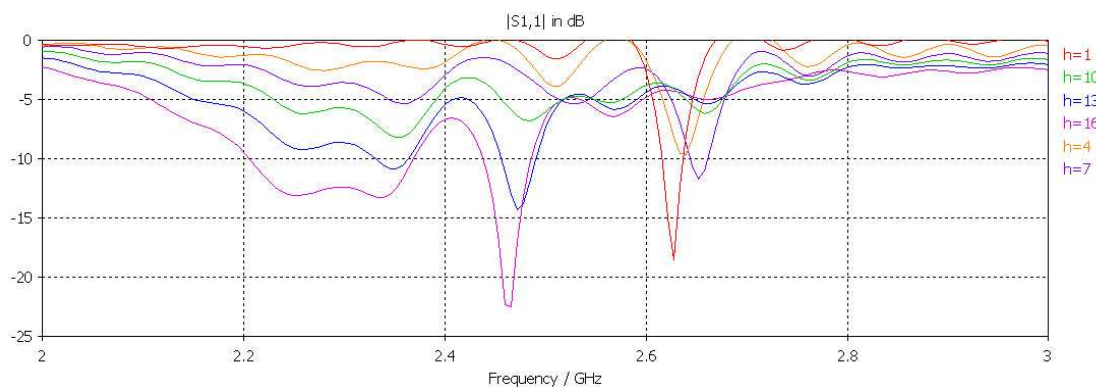
### A) Longitud del dipolo



**Fig 4.2.2:** Pérdidas de retorno en dB para dipolo de longitud “long”, con  $h=1\text{mm}$ . ( $0.007\lambda_{2\text{GHz}}$ ) de un plano de masa con estructura *dogbone* paralelas al eje Y.

En la **Fig.4.2.2** se puede ver el distinto nivel de adaptación conseguido con dipolos de diferente longitud. En el apartado anterior se justificó la razón por la que no se escogía el que presenta una mayor adaptación. Esta elección se realizaba porque era el correspondiente a  $0.353\lambda_{2\text{GHz}}$  (53 mm.) el que contaba con la frecuencia de adaptación máxima más próxima a la frecuencia de resonancia magnética del plano. En resumen, para la altura referencia tomada el dipolo  $0.467\lambda_{2\text{GHz}}$  (70 mm.) presenta puntualmente una adaptación mejor a la conseguida con el dipolo elegido, pero es mucho más probable que en un ámbito más general en el que se incluya en la comparación otros parámetros, como la altura  $h$ , los resultados conseguidos con el dipolo escogido sean notablemente superiores a los que presente el dipolo  $0.467\lambda_{2\text{GHz}}$ , por la razón descrita anteriormente.

### B) Altura del dipolo



**Fig 4.2.3:**  $|s(1,1)|$  (dB) para el diseño con plano de masa *dogbone* y dipolo (long = 53mm) a una distancia “h” del plano.

Cómo se puede ver en la **Fig.4.2.3**, con la altura tampoco se elegirá aquella que proporciona máxima adaptación, esta vez por motivos de tamaño. Con anterioridad se ha dicho que uno de los principales requisitos impuestos sobre la antena es que el conjunto antena-plano pueda considerarse de perfil bajo, para demostrar la utilidad que este tipo de planos de masa presenta en determinados escenarios. Escoger un valor de  $h$  de 16 mm., que



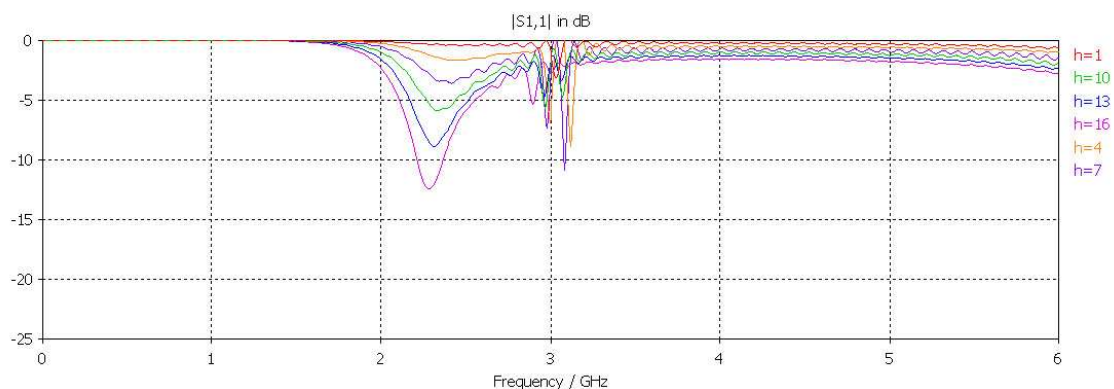
es el que logra máxima adaptación, significa tener una altura  $h$  de  $0.107\lambda_{2GHz}$ , lo que supone no cumplir este requisito por el cual la altura máxima del dipolo, monopolo o lazo no podía rebasar  $0.1\lambda$ . Por tanto, se escogerá  $h = 1\text{mm}$ . ( $0.007\lambda_{2GHz}$ ), que es una altura mucho menor que permite un diseño muy compacto y que consigue unas prestaciones razonables, es la altura que consigue un mejor nivel de adaptación después de la que se ha descartado.

### C) Rotación del dipolo sobre el plano de masa

Después de determinar los valores concretos que tendrán para este caso la longitud del dipolo y su altura sobre el plano de masa, es conveniente saber qué tolerancia presenta el conjunto a un cambio en la orientación del dipolo. Para ello se ha probado la adaptación que consigue el conjunto antena-plano para varios ángulos de orientación del dipolo, en concreto para los valores de  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  y  $90^\circ$ . Los ángulos están medidos sobre el eje Y, esto es, la posición original del dipolo en este diseño. Para cada ángulo se ha simulado la adaptación obtenida para varias alturas del dipolo sobre el plano.

#### - Ángulo de $30^\circ$ de rotación:

Como puede verse en la **Fig.4.2.4** una rotación de tan sólo  $30^\circ$  sobre el dipolo supone un cambio bastante notable en el comportamiento que presenta el diseño conjunto. Estableciendo una comparación entre la presente figura y la **Fig.4.2.3** se aprecia enseguida el fuerte deterioro que ha sufrido la adaptación del sistema con la rotación del dipolo. En un solo caso se observan pérdidas de retorno claramente inferiores a  $-10\text{dB}$ , y este es el de mayor distancia que no aporta nada (el correspondiente a la altura elegida apenas reacciona). La suavidad mostrada en ese punto de adaptación indica que ésta es más debida al propio dipolo o a una resonancia eléctrica que a la resonancia magnética buscada. Ésta última seguramente este más relacionada hacia la serie de picos que aparecen alrededor de  $3\text{GHz}$ . en los que cómo se puede ver ninguno de los casos se encuentra por debajo de los  $-10\text{dB}$  en un intervalo grande de frecuencias.

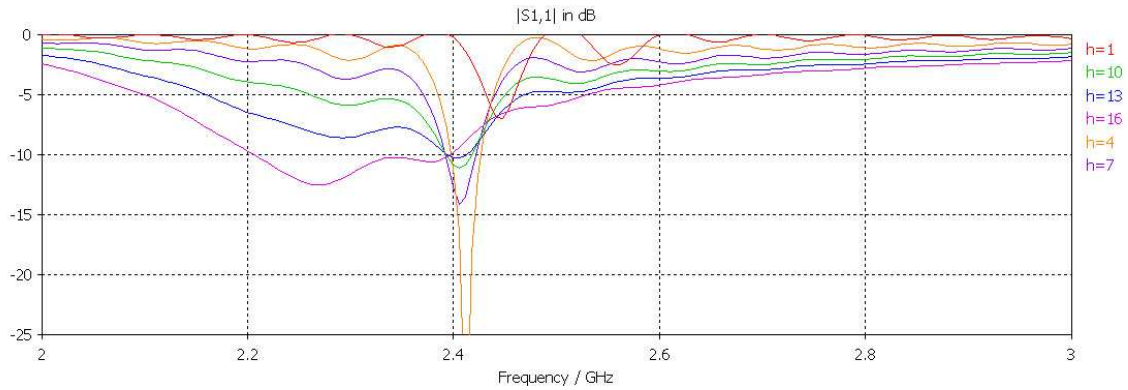


**Fig 4.2.4:**  $|s(1,1)|$  (dB) para el diseño con un plano de masa *dogbone* con las mismas medidas que en el caso analizado anteriormente, inclinado  $30^\circ$  con respecto al eje Y.

#### - Ángulo de $60^\circ$ de rotación:

En este segundo caso, en el que se ha incrementado el giro del dipolo hasta los  $60^\circ$  respecto al eje Y, sorprendentemente se puede observar cómo para  $h = 4\text{mm}$  ( $0.027\lambda_{2GHz}$ ) se obtiene una adaptación muy buena (pérdidas de retorno por debajo de  $-25\text{dB}$ ) y con un ancho

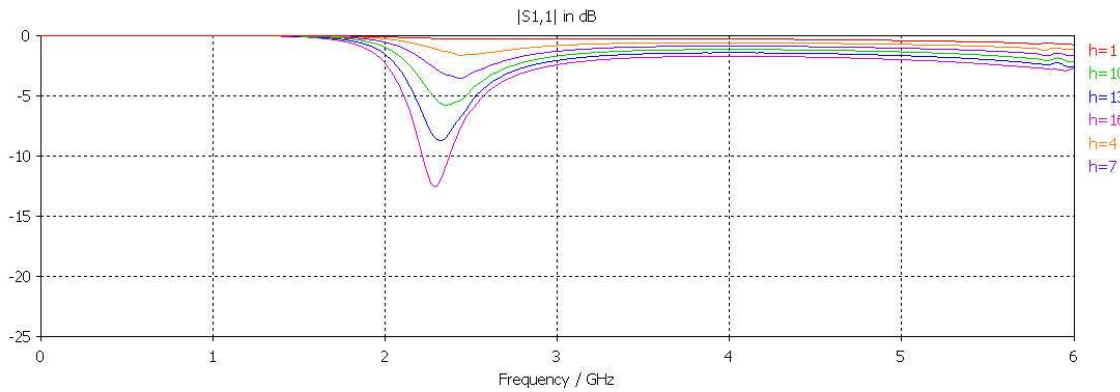
de banda de unos 30 MHz. aprox. En cambio, para la mayoría de los otros valores de  $h$  no se obtiene adaptación alguna, en especial para el valor de  $h$  escogido que consigue los peores valores con diferencia en lo que se refiere a adaptación.



**Fig 4.2.5:**  $|s(1,1)|$  (dB) para el diseño con un plano de masa *dogbone* con las mismas medidas que en el caso analizado anteriormente, inclinado  $60^\circ$  con respecto al eje Y.

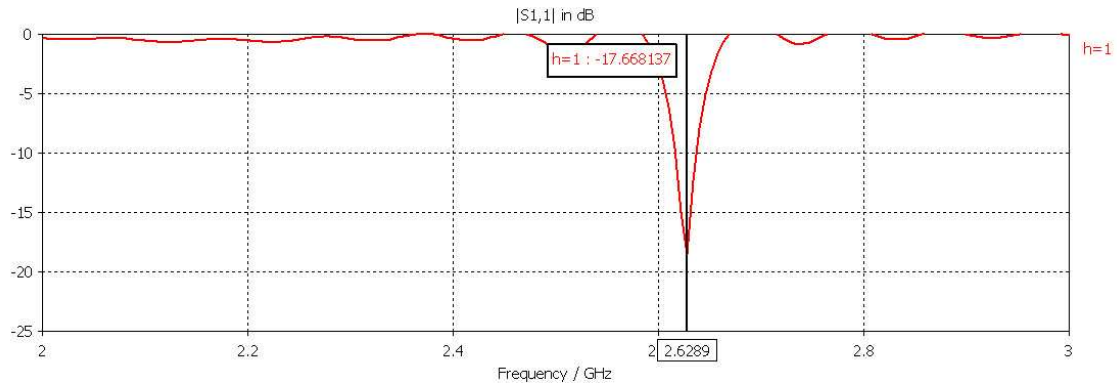
#### - Ángulo de $90^\circ$ de rotación:

En tercer y último lugar, se ha colocado el dipolo de manera totalmente perpendicular a la orientación que siguen los *dogbone*. Como puede observarse en la **Fig.4.2.6**, la reacción dentro del rango de frecuencias de estudio del plano de masa es nulo ante una polarización totalmente cruzada de la antena respecto de con la que funcionan las estructuras *dogbone*. Los mínimos que aparecen, cómo se dijo antes no provienen de un fenómeno de resonancia magnética, tienen más algo que ver con el propio dipolo, y sólo consiguen valores más o menos aceptables cuando se aumenta mucho  $h$ , por lo que no son válidos para los requisitos establecidos.



**Fig 4.2.6:**  $|s(1,1)|$  (dB) para el diseño con un plano de masa *dogbone* con las mismas medidas que en el caso analizado anteriormente, inclinado  $60^\circ$  con respecto al eje Y.

Por tanto, como ha podido verse, el diseño propuesto con un plano de masa *dogbone* con elementos orientados en una única dirección no proporciona apenas tolerancia ante una rotación sobre el eje Z del dipolo. Esto es comprensible teniendo en cuenta los estudios realizados con anterioridad sobre las celdas unitarias *dogbone* en las que se vio cómo sólo funcionaban de forma correcta con una polarización paralela a la orientación de las metalizaciones.



**Fig 4.2.7:**  $|s(1,1)|$  para el diseño con  $L=53\text{mm}$ . y  $h=1\text{mm}$ .

En la **Fig.4.2.7** se puede observar cuál es el comportamiento final obtenido para este diseño. La frecuencia a la cual se obtienen unas menores pérdidas de retorno es a  $f_o=2.6289\text{ GHz}$  donde se observa un  $|s(1,1)|$  de menos de  $-17\text{dB}$ . Este valor puede ser considerado como bastante bueno, si se considera que el conjunto se encuentra adaptado para valores de  $|s(1,1)| \leq -10\text{dB}$ .

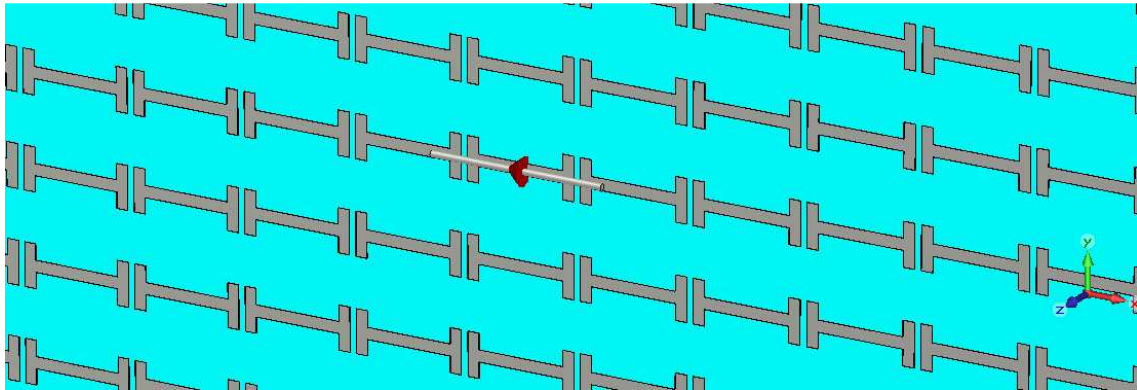
#### 4.2.1.2. Estudio de plano de masa con estructuras *dogbone* orientadas sobre X

En el punto anterior se comprobó cómo asociando una antena de dipolo a plano de masa compuesto por estructuras periódicas *dogbone* se puede conseguir un diseño denominado de perfil bajo, esto es, que tiene un espesor muy pequeño en comparación con su longitud de onda de la frecuencia a la que trabaja. Siguiendo esta idea, el siguiente objetivo es intentar repetir la experiencia del diseño anterior pero a otra frecuencia, con la meta final de conseguir un diseño que sea capaz de funcionar en dos bandas relativamente próximas, pero separadas.

En este caso la estructura analizada se encuentra orientada en dirección perpendicular a la anterior, es decir, según el eje X y dispone de un brazo central (D) de  $26\text{ mm}$ . ( $0.173\lambda_{2\text{GHz}}$ ) de longitud. El efecto que tiene en este caso que el brazo central sea más largo es que se obtiene una frecuencia de resonancia lo suficientemente menor a la anterior para tener dos bandas de trabajo relativamente separadas, aunque tampoco es conveniente que lo estén mucho, ya que una de las restricciones que se ha impuesto es la de utilizar el mismo dipolo en las dos bandas de trabajo que aparecerán. En este caso, y puesto que anteriormente no se ha realizado ninguna simulación sobre el diseño con estas características concretas, se mostrarán varias gráficas de  $|s(1,1)|$  para ver cómo afectan cambios en la longitud del dipolo, distancia del dipolo con la superficie *dogbone* o ángulo de giro del dipolo con respecto a la orientación de la estructura *dogbone*.

Tal y como se observa en la **Fig.4.2.8**, los *dogbones* en este caso han sido dispuestos de manera perpendicular a como se ha hecho en el caso anterior, es decir orientados en la dirección del eje X. Esta posición se ha adoptado únicamente para poder imaginar el resultado cuando se junte el diseño anterior con el presente para intentar obtener adaptación a dos frecuencias distintas. La orientación de las estructuras no afecta para nada al comportamiento

del diseño, ya que éste solamente depende de la posición y orientación relativa del dipolo respecto a la superficie.



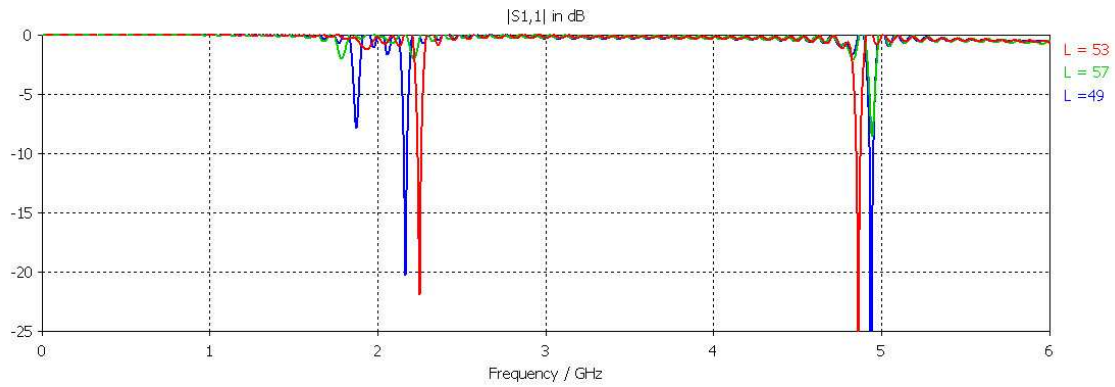
**Fig 4.2.8:** Disposición de las estructuras *dogbone* paralelas al eje X en el diseño con D=26mm.

Parámetro	Descripción	Valor
A	Ancho de la celda unitaria	35mm.(0.233 $\lambda_{2GHz}$ )
B	Alto de la celda unitaria	28mm.(0.187 $\lambda_{2GHz}$ )
C	Longitud de los extremos (los dos brazos situados en los lados del brazo central)	13mm.(0.087 $\lambda_{2GHz}$ )
D	Longitud del brazo central	19mm.(0.127 $\lambda_{2GHz}$ )
E	Grosor del brazo central	3.5mm.(0.023 $\lambda_{2GHz}$ )
E'	Grosor de los extremos	3.5mm. (0.023 $\lambda_{2GHz}$ )
S	Espesor del sustrato (dieléctrico)	0.787mm.(0.005 $\lambda_{2GHz}$ )
$\epsilon_r$	Permitividad eléctrica relativa del sustrato	2.2
h	Altura del dipolo sobre el plano de masa	1 mm.(0.007 $\lambda_{2GHz}$ )
long	Longitud del dipolo	Por determinar

**Tabla 4.2.2:** Parámetros característicos del conjunto antena con plano de masa *dogbone* por defecto, con su descripción y valor.

### A) Longitud del dipolo

A partir de este momento el parámetro longitud del dipolo (antes “long”) pasa a denominarse L, por mayor comodidad y homogeneidad con el resto de nombres de los parámetros. En primer lugar se efectuará el barrido paramétrico sobre la longitud del dipolo (L) pues interesa saber si se van a poder obtener buenos resultados de adaptación en este otro diseño con una longitud del dipolo similar a la del anterior caso ya que, como se ha dicho antes, cuando se construya el diseño dual conjunto, sólo se podrá utilizar un único dipolo. Las medidas de la estructura serán las mismas que para el resto de casos, exceptuando la longitud del brazo central del *dogbone* que será de 26mm. para disminuir sensiblemente la frecuencia a la que resuene la superficie. La distancia entre la superficie AMC y el dipolo tomada por defecto en este caso es de 1mm, ya que en el anterior caso dio bastante buen resultado.



L	$f_o$ (GHz)	$ s(1,1) $ (dB)
49mm. ( $0.327\lambda_{2GHz}$ )	2.16	-20.2 dB
53mm. ( $0.353\lambda_{2GHz}$ )	2.25	-21.7 dB
57mm. ( $0.38\lambda_{2GHz}$ )	4.94	-8.5 dB

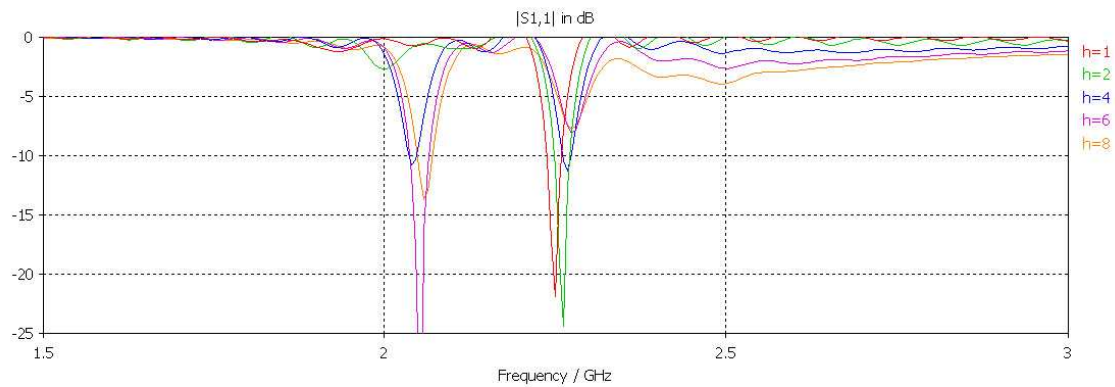
**Fig 4.2.9:** Parámetro  $|s(1,1)|$  para valores de L similares a los utilizados en el caso del *dogbone* de menor longitud.

A la vista de los resultados, se escogerá como mejor opción  $L = 53\text{mm}$  ya que de entre los dos que mejores resultados obtienen es el que tiene la respuesta “más limpia”, ya que  $|s(1,1)|$  correspondiente a  $L = 49\text{mm}$  tiene un pequeño mínimo local en torno a 1,8 GHz. El mínimo que resultará de utilidad en este caso serán los localizados entre los 2 y 3 GHz (2.3 GHz aproximadamente, con lo cual hay casi 300 MHz. entre la resonancia de los dos diseños). El mínimo que aparece en torno a 5 GHz para los tres valores, puede ser debido a una resonancia armónica ya que se encuentra a una frecuencia aproximadamente el doble de la fundamental. Además este mínimo queda fuera del rango de frecuencias de interés (entre unos 2 y 3 GHz.). Tampoco hay que olvidar que esta longitud del dipolo es la misma que se tomó en el caso anterior, por lo tanto resulta interesante porque el mismo dipolo sirve para los dos casos.

### B) Altura del dipolo

Una vez elegido un valor para la longitud del dipolo que se utilizará en el diseño que trabajará a menor frecuencia (ya se ha visto, en torno a un valor entre 2.2 y 2.3 GHz) hay que realizar un barrido paramétrico sobre la distancia entre la superficie *dogbone* y el dipolo para comprobar si es posible mejorar la adaptación conseguida únicamente mediante el barrido paramétrico sobre la longitud del dipolo.

Tal y como se puede apreciar en la **Fig.4.2.10**, a primera vista los valores que resultan más interesantes son los de  $h=1\text{mm}$ . y  $h=2\text{mm}$ . ( $0.007\lambda_{2GHz}$  y  $0.013\lambda_{2GHz}$ ), porque son los que mejor adaptación ofrecen en una frecuencia cercana a la decidida anteriormente (unos 2.3 GHz.). El valor de  $h=6\text{mm}$ . también ha sido descartado porque, aunque como se ve en la tabla de la **Fig.4.2.10**, las pérdidas de retorno obtenidas son visiblemente menores,  $f_o$  se aleja del valor decidido anteriormente y  $h$  dista demasiado del  $h$  adoptado en el caso de los *dogbone* paralelos al eje Y (en este caso se tomó como mejor valor  $h=1\text{mm}$ .).



h	$f_o$ (GHz)	$ s(1,1) $ (dB)
1mm. ( $0.007\lambda_{2GHz}$ )	2.25	-21.7 dB
2mm. ( $0.013\lambda_{2GHz}$ )	2.26	-24.3 dB
4 mm. ( $0.027\lambda_{2GHz}$ )	2.26	-11.3 dB
6 mm. ( $0.040\lambda_{2GHz}$ )	2.05	-35.3 dB
8 mm. ( $0.053\lambda_{2GHz}$ )	2.06	-13.7 dB

**Fig 4.2.10:**  $|s(1,1)|$  para distintos valores de h. Se ha aplicado un zoom (entre 1.5 y 3 GHz.) para apreciar mejor los detalles que interesan.

La curva que se obtiene con  $h=2\text{mm.}$  es muy parecida aunque algo mejor que la obtenida con  $h=1\text{mm.}$  Aún así, se elegirá  $h=1\text{mm.}$  ya que es el mismo valor que se eligió en el otro caso y el mayor interés ahora mismo es encontrar buenos resultados comunes en la medida de lo posible para ambos diseños (*dogbone* paralelos al eje Y y al eje X, respectivamente), pero buscando unos valores referentes al dipolo lo más parecidos entre los dos casos.

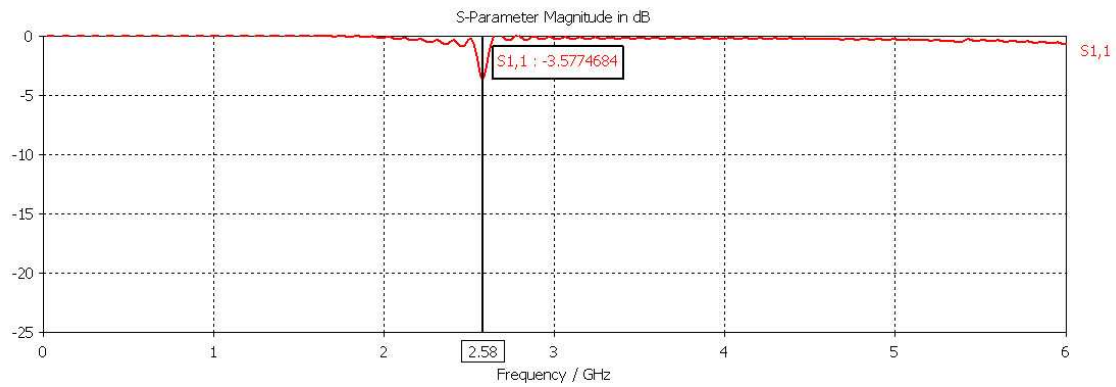
### C) Rotación del dipolo sobre el plano de masa

A continuación, después de haber elegido unos valores de L y h, conviene saber si la solución encontrada funciona aparte de con el dipolo en la orientación más favorable (es decir orientado en la misma dirección que las estructuras *dogbone*), con otras orientaciones a primera vista menos adecuadas. Por ello, se ha analizado la respuesta del parámetro  $|s(1,1)|$  para distintos ángulos del dipolo respecto a la orientación de las metalizaciones de la superficie AMC. En concreto, se han analizado los casos en los que el *dogbone* forma un ángulo con el dipolo de 30, 45, 60 y 90 grados respectivamente. En este caso dichos ángulos se miden tomando el eje X como origen.

#### - Ángulo de 30° de rotación:

Como puede observarse en la **Fig.4.2.11**, la respuesta de  $|s(1,1)|$  cuando se rota el dipolo 30 grados desde su posición inicial empeora hasta el punto de que no se puede considerar que el diseño se encuentre adaptado para ninguna frecuencia, ya que el umbral en el que se puede empezar a considerar que un sistema está adaptado se encuentra en torno a los -10dB, y aquí como puede verse, ni siquiera se alcanza un valor de -4dB. Además, el presente diseño resuena a  $f_o = 2.58\text{ GHz.}$ , cuando el anterior lo hace a  $f_o = 2.25\text{ GHz.}$ , con la que se obtiene una diferencia de más de 300 MHz entre una y otra, valor demasiado alto para considerarse aceptable.

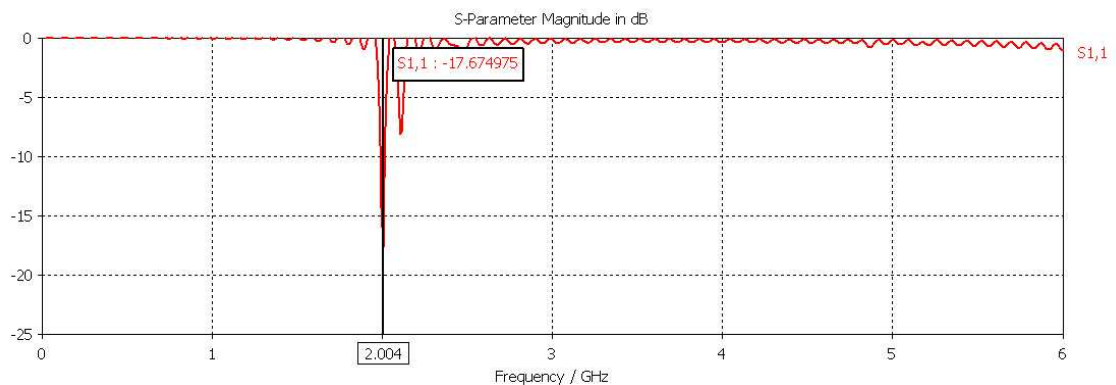




**Fig 4.2.11:**  $|s(1,1)|$  para ángulo de  $30^\circ$  entre dipolo y *dogbone* con  $D=26\text{mm}$ . ( $0.173\lambda_{2\text{GHz}}$ ).

- **Ángulo de  $60^\circ$  de rotación:**

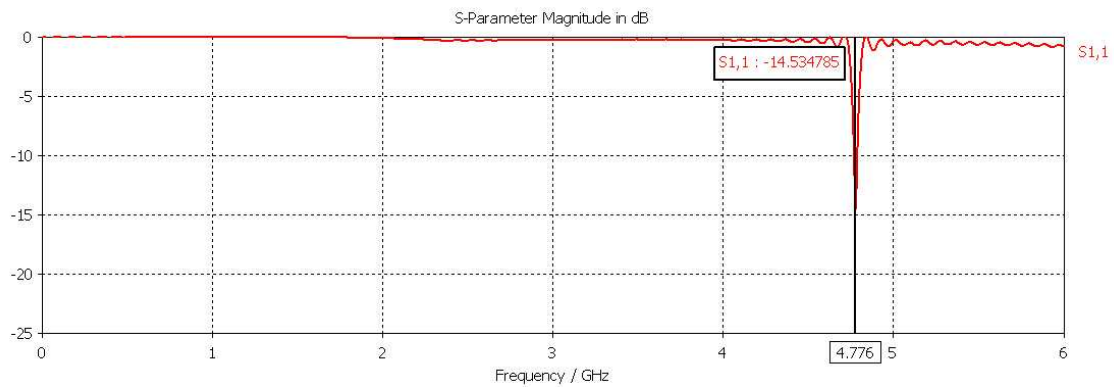
En el siguiente caso, correspondiente a un ángulo de 60 grados, el resultado mejora un poco, ya que se llega a obtener un  $|s(1,1)|$  de -17.67dB, por tanto en este caso sí se puede hablar de adaptación en el diseño. Es con diferencia el mejor resultado obtenido con una configuración distinta de los 0 grados. Aún así, la frecuencia de resonancia se sitúa en este diseño en  $f_0 = 2.004 \text{ GHz}$ ., prácticamente 250 MHz por debajo de los 2.25 GHz. del caso inicial, por tanto aunque mejor que los resultados anteriores, no se puede hablar tampoco en este caso de un buen resultado.



**Fig 4.2.12:**  $|s(1,1)|$  para ángulo de  $60^\circ$  entre dipolo y *dogbone* con  $D=26\text{mm}$ . ( $0.173\lambda_{2\text{GHz}}$ ).

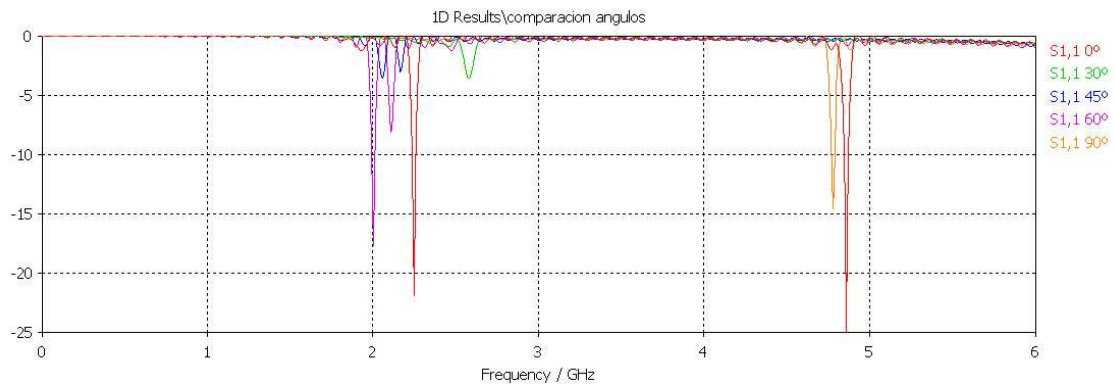
- **Ángulo de  $90^\circ$  de rotación:**

Para finalizar, en el caso de la rotación de  $90^\circ$  del dipolo sobre la superficie AMC los resultados obtenidos, aunque consiguen un relativamente buen nivel de pérdidas de retorno (para ser exactos -14.53dB) no pueden ser considerados ni mucho menos como buenos. Esto se debe a que en este caso la resonancia desaparece del rango de frecuencias donde estaba apareciendo hasta ahora y aparece en  $f_0 = 4.776 \text{ GHz}$ ., muy lejos del rango de 2 – 2.5 GHz que ha aparecido en el resto de casos. La aparición de la frecuencia de resonancia a una frecuencia tan alta puede ser debida a la influencia de armónicos.



**Fig 4.2.13:**  $|s(1,1)|$  para ángulo de  $90^\circ$  entre dipolo y *dogbone* con  $D=26\text{mm}$ . ( $0.173\lambda_{2\text{GHz}}$ ).

A continuación en la **Fig.4.2.14** se muestra un resumen de los datos reunidos referentes a las rotaciones efectuadas sobre el dipolo de este diseño.



Ángulo ( $^\circ$ )	$f_o$ (GHz)	$ s(1,1) $ (dB)
$0^\circ$	2.25	-21.7 dB
$30^\circ$	2.58	-3.57 dB
$45^\circ$	2.058	-3.56 dB
$60^\circ$	2.004	-17.67 dB
$90^\circ$	4.776	-14.53 dB

**Fig 4.2.14:** Resumen de los mejores valores de  $|s(1,1)|$  (dB) y las frecuencias a las que se producen para cada ángulo analizado.

Como se ha visto en las gráficas y tablas anteriores para el caso en que se tiene como longitud del brazo principal del *dogbone* ( $D$ ) 26 mm. es difícil encontrar un comportamiento satisfactorio del diseño para un ángulo distinto de  $0^\circ$ , es decir, el diseño funciona correctamente únicamente cuando el dipolo está orientado en la misma dirección que el *dogbone*, al igual que pasaba en el caso anterior en el que  $D=19\text{mm}$ .

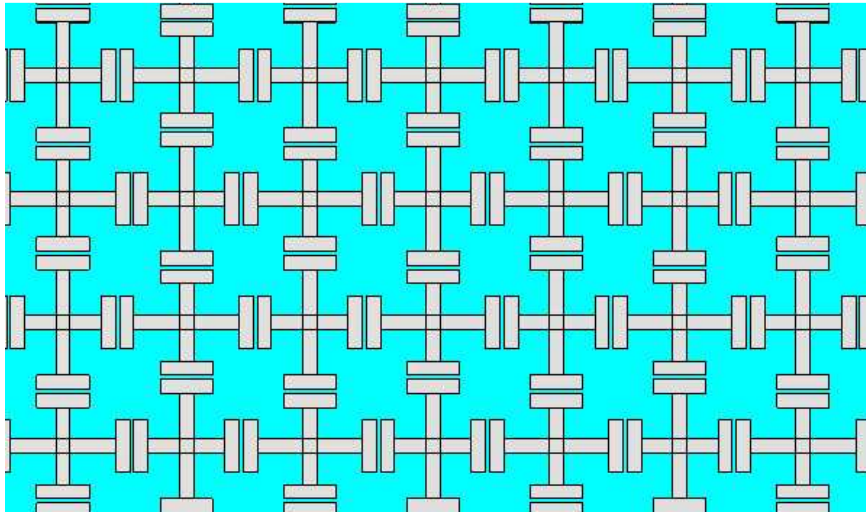
A cambio, para el caso en que funciona el resultado conseguido es bastante bueno. Se consiguen unas pérdidas de retorno inferiores a -20 dB, y lo que es mejor, a una distancia realmente muy reducida de la superficie AMC, en este caso 1 mm. ( $0.0066\lambda_{2\text{GHz}}$ ) que es una dimensión muy pequeña y que demuestra de forma clara la mejora en el rendimiento de la antena respecto a los planos de masa de otro tipo (PEC o PMC).



#### 4.2.1.3. Estudio de plano de masa de doble banda con estructuras *dogbone*

Una vez visto el comportamiento que presentan cada uno de los conjuntos analizados antena-plano que utilizan planos de masa con estructuras periódicas *dogbone* orientadas en una sola dirección, llega el momento de abordar el objetivo principal de este capítulo: realizar un diseño de un plano de masa *dogbone* que sea capaz de funcionar en dos bandas distintas, más o menos separadas.

Para conseguir esto, se irán alternando los *dogbone* de la manera que se observa en la **Fig.4.2.15**. Como se puede ver la idea es sencilla, consiste en alternar las celdas unitarias de *dogbone* en forma de cruz de Jerusalén analizadas en el capítulo, de manera que un *dogbone* largo tenga siempre dos cortos a sus laterales, y viceversa. La intención es conseguir un conjunto de antena-plano adaptado a las dos frecuencias de trabajo, con un único dipolo.



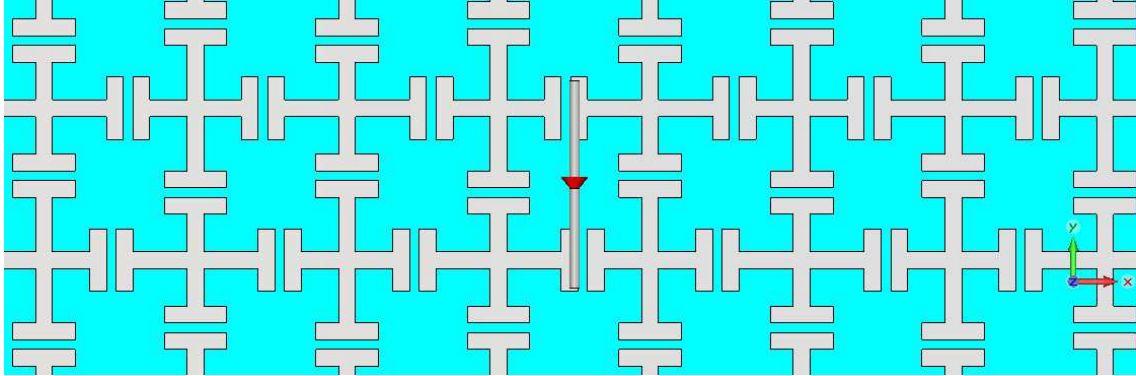
**Fig 4.2.15:** Diseño de plano de masa con estructuras *dogbone* para lograr adaptación en dos bandas distintas.

Como se vio antes, el motivo por el que se ha probado el diseño con dos valores distintos de  $D$  es el conseguir una superficie AMC con la que se pueda implementar una antena de hilo de bajo perfil que radie de forma eficiente en dos bandas distintas. Los resultados obtenidos para los casos con *dogbone* orientados en una sola dirección han demostrado que es posible conseguir buenas prestaciones cumpliendo la condición de bajo perfil, logrando buenos resultados para valores de  $h$  muy pequeños, menores a  $0.01\lambda_{2\text{ GHz}}$ .

Por tanto, a continuación se procederá a comprobar si es posible conseguir también la segunda condición deseada para el diseño: que éste funcione en dos bandas próximas pero claramente separadas.

Para conseguir este objetivo, tal y como se propuso antes se utilizará una superficie AMC con los *dogbone* distribuidos tal y como indica la **Fig.4.2.15**. De esta forma se pretende, mediante la alternancia y combinación en forma de cruz de los elementos *dogbone* de las longitudes probadas anteriormente, es decir con  $D=19\text{ mm.}$  y  $D=26\text{ mm.}$ , conseguir que el diseño esté adaptado a las dos frecuencias fijadas sin necesidad de tener que cambiar la posición u orientación del dipolo.

El dipolo en este caso no se situará justo encima de los *dogbone*, con la intención de que la respuesta de  $|s(1,1)|$  sea lo más neutra y lo menos condicionada posible por la orientación del elemento situado justo bajo el dipolo. Se situará, como se puede ver en la **Fig.4.2.16**, en un punto medio entre los centros de las cruces de *dogbones* que lo rodean.

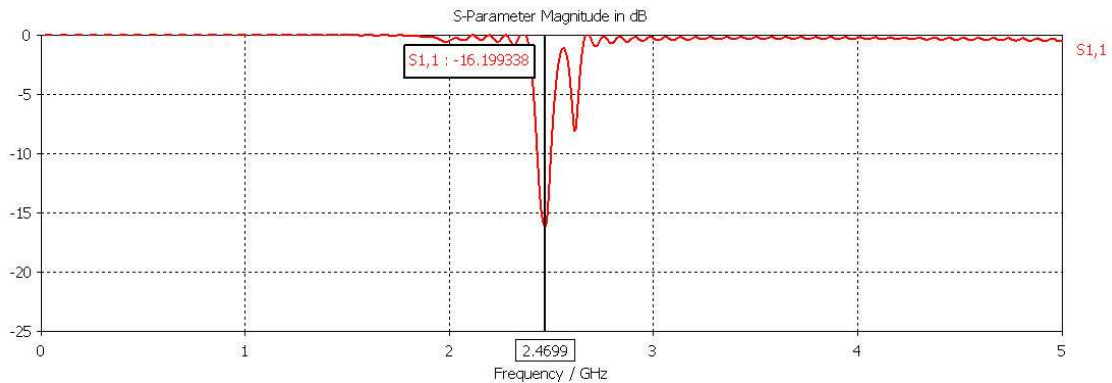


**Fig 4.2.16:** Diseño de plano de masa con el objetivo de conseguir adaptación en dos bandas. El dipolo ha sido colocado en el punto medio de las cuatro cruces que rodean su centro.

#### *A) Prueba con los valores de los casos con dogbone en una sola dirección*

Antes de sacar algún resultado definitivo o alguna conclusión, conviene revisar si los valores comunes que funcionaron para los casos de  $D=19$  mm. y  $D=26$ mm. de una sola banda ( $h = 1\text{mm.}/0.007\lambda_{2\text{ GHz}}$  y  $L = 53$  mm./ $0.353\lambda_{2\text{ GHz}}$ ) sirven también para el diseño dual en banda. La curva de  $|s(1,1)|$  correspondiente a esta configuración se muestra en la **Fig.4.2.17**.

Como puede observarse en la **Fig.4.2.17** el resultado que se había logrado para los dos anteriores casos no es extensible al actual. El motivo es que uno de los mínimos que antes aparecía (más concretamente el correspondiente a  $D=26$ , el de menor frecuencia) ahora no está presente y, por tanto el diseño sólo se encuentra adaptado a una única frecuencia  $f_o = 2.47$  GHz. Esto prueba que los *dogbone* orientados de forma perpendicular a la dirección del dipolo aparte de no responder dentro de un rango de frecuencias interesante para esta aplicación no se comportan de manera “transparente” para el rango de frecuencias en el que se está trabajando.

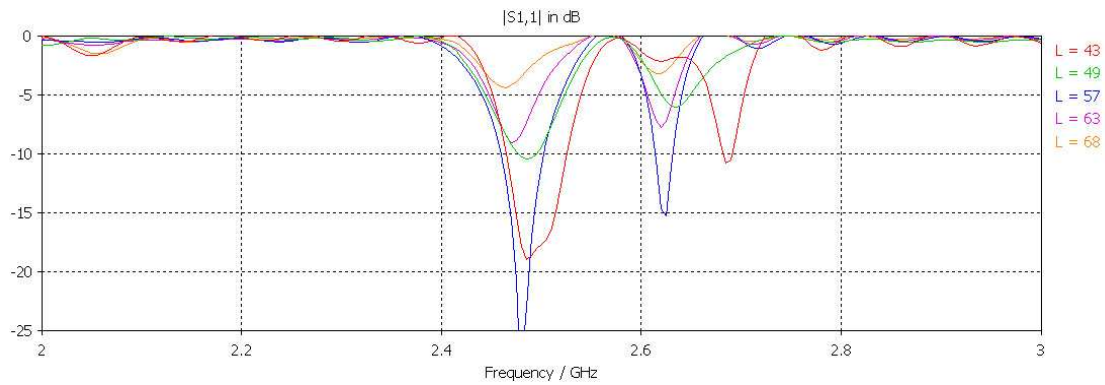


**Fig 4.2.17:**  $|s(1,1)|$  para superficie AMC dual en banda con los parámetros utilizados en los anteriores casos ( $h = 1\text{mm.}$  y  $L = 53\text{mm.}$ )

Una vez comprobado que los parámetros utilizados anteriormente en los otros dos casos no sirven para cumplir el segundo de los requisitos propuestos, el de dualidad de banda, se procederá a realizar un barrido sobre estos dos parámetros (h y L) buscando adaptar el diseño en dos bandas distintas. Si aún así no se consigue un resultado satisfactorio, habrá que variar parámetros de la propia estructura *dogbone*. Puesto que esta última opción afecta con casi total seguridad de forma significativa a la frecuencia a la que el diseño funciona, se reservará esta solución como último recurso.

### B) Longitud del dipolo

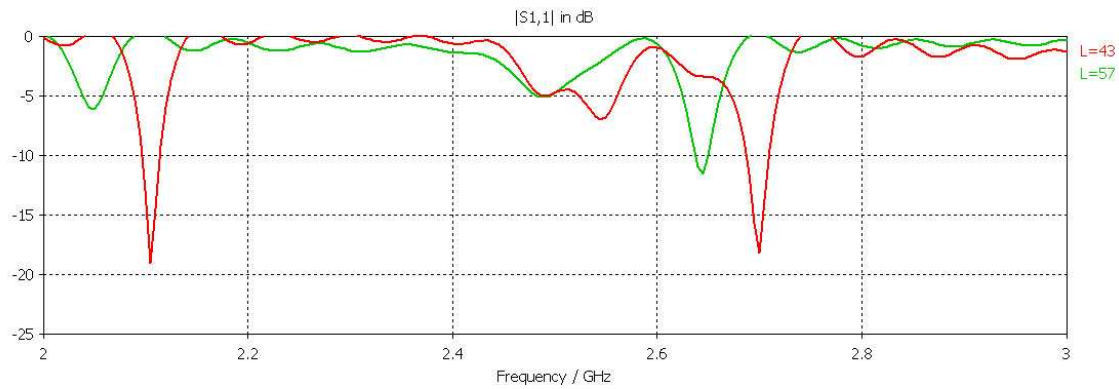
De la misma forma que se procedió en los casos anteriores, en primer lugar se realizará el barrido paramétrico sobre la longitud del dipolo (L) para ver si hay algún valor para el que se mejore el resultado obtenido con los parámetros utilizados antes.



L	$f_{o_1}$ (GHz)	$f_{o_2}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_1}}$ (dB)	$ s(1,1) _{f_{o_2}}$ (dB)
43mm. ( $0.287\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.485	2.684	-18.9 dB	-10.8 dB
49mm. ( $0.327\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.485	2.635	-10.42 dB	-6.1 dB
57mm. ( $0.380\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.48	2.625	-29.8 dB	-15.3 dB
63mm. ( $0.420\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.47	2.619	-9.1 dB	-7.7 dB
68mm. ( $0.453\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.465	2.617	-4.4 dB	-3.2 dB

**Fig 4.2.18:** Curva de  $|s(1,1)|$ , valores de los mínimos y frecuencias a las que aparecen para varios valores de L. Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz para poder apreciar mejor los detalles de la curva.

A la vista de los resultados que aparecen en la **Fig.4.2.18**, se llega a la conclusión de que los valores que mejores resultados generan son, con diferencia L=43 mm. y L=57 mm. Ambos tienen características buenas que el otro no posee, por ejemplo, con L=43 mm. se obtiene un mayor ancho de banda adaptado en torno a  $f_{o_1}$ , aunque con L=57 mm. en teoría los valores de los mínimos obtenidos son más bajos y por tanto más interesantes. En torno a  $f_{o_2}$  el comportamiento del dipolo más largo es claramente mejor, pero aún así no lo suficientemente bueno para aceptarlo sin realizar alguna prueba más. Por esa razón, se probará el diseño con el dipolo de estas dos longitudes para otro valor de h ligeramente mayor, h=3 mm. (en torno a  $0.02\lambda_{2\text{ GHz}}$ ).



L (mm)	$f_{o_1}$ (GHz)	$f_{o_2}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_1}}$ (dB)	$ s(1,1) _{f_{o_2}}$ (dB)
43mm. ( $0.287\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.1	2.7	-19.1 dB	-18.2 dB
57mm. ( $0.380\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.05	2.645	-6.2 dB	-11.6 dB

**Fig 4.2.19:**  $|s(1,1)|$  para  $h=3\text{mm}$ . y  $L=43\text{mm}$ . y  $L=57\text{mm}$ . Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz. para poder apreciar mejor los detalles de la gráfica.

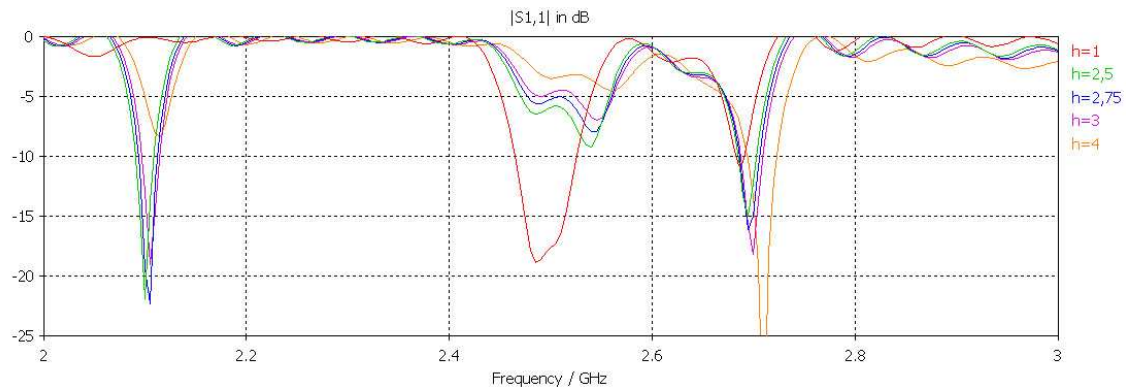
Tal y como se ve en la **Fig.4.2.19** el que parecía el mejor valor en la **Fig.4.2.18** en este caso no consigue unos buenos resultados ya que el mínimo que se registra es de -11.6 dB mientras que con  $L=43\text{ mm}$ . ( $0.287\lambda_{2\text{ GHz}}$ ) se obtienen buenos resultados para dos frecuencias distintas (-19.1 dB en  $f_{o_1}=2.105\text{ GHz}$ . y -18.2 dB en  $f_{o_2}=2.7\text{ GHz}$ .) , tal y como se pretendía como este diseño. Por tanto el valor que se elegirá de longitud del dipolo será  $L=43\text{ mm}$  ( $0.287\lambda_{2\text{ GHz}}$ ).

### C) Altura del dipolo

De la misma manera que se ha realizado en los casos anteriores en los que sólo se tenían estructuras *dogbone* en una dirección, después de haber escogido un valor para la longitud del dipolo se realizará un barrido paramétrico sobre  $h$ , la distancia que hay entre el dipolo y la superficie AMC, para afinar un poco más si se puede los resultados y obtener menores pérdidas de retorno.

Como puede verse en la **Fig.4.2.20** se obtienen muchos resultados muy similares entre  $h=2.5\text{ mm}$ . y  $h=3\text{ mm}$  (. Los resultados observados para  $h=1\text{ mm}$ . y  $h=4\text{ mm}$ . son claramente peores a los tres restantes. En el primer de los casos esto se debe a que, aunque como se ve en la gráfica existe un tramo de bastante ancho de banda adaptado aproximadamente a 2.5 GHz, no existe otra frecuencia a la que se pueda decir que el diseño está adaptado, pues el mínimo que presenta en  $f_{o_2}=2.7\text{ GHz}$  roza el mínimo de lo aceptable (unos -10 dB) para un rango de frecuencia demasiado estrecho. Para  $h=4\text{ mm}$ . se observa cómo aunque se tienen unos niveles muy bajos de pérdidas de retorno en torno a  $f_{o_2}=2.71\text{ GHz}$  éstos empeoran mucho en torno a  $f_{o_1}=2.12\text{ GHz}$ , donde el valor más bajo de  $|s(1,1)|$  que se obtiene es de -8.4 dB, por encima del máximo permitido.

De entre los tres valores restantes se escogerá  $h=3\text{ mm}$ . ( $0.02\lambda_{2\text{ GHz}}$ ) como mejor opción ya que de entre estas parece la que obtiene unos valores de  $|s(1,1)|$  más equilibrados entre  $f_{o_1}$  y  $f_{o_2}$ .



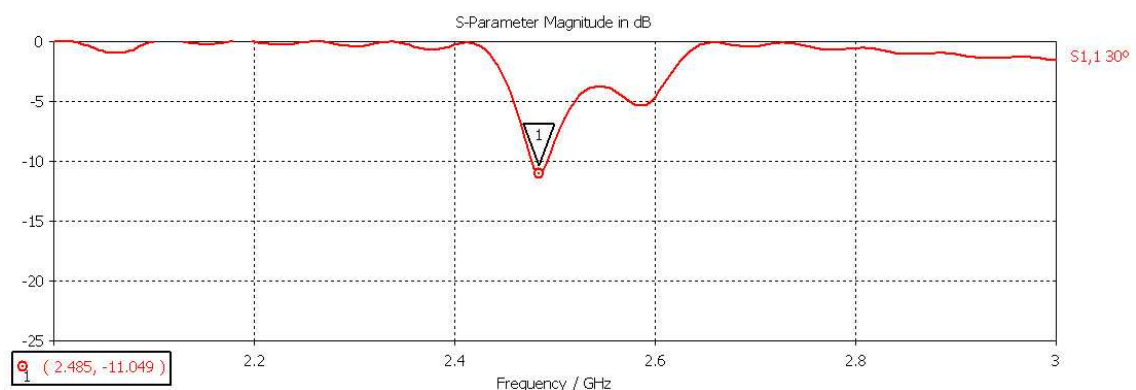
h	$f_{o_1}$ (GHz)	$f_{o_2}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_1}}$ (dB)	$ s(1,1) _{f_{o_2}}$ (dB)
1mm. ( $0.007\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.485	2.684	-18.9 dB	-10.8 dB
2.5mm. ( $0.017\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.1	2.7	-21.9 dB	-15.1 dB
2.75mm. ( $0.018\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.1	2.7	-22.3 dB	-16.2 dB
3mm. ( $0.020\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.1	2.7	-19.1 dB	-18.2 dB
4mm. ( $0.027\lambda_{2\text{ GHz}}$ )	2.12	2.71	-8.4 dB	-36 dB

**Fig 4.2.20:**  $|s(1,1)|$  para distintos valores de h con  $L=43\text{mm}$  ( $0.287\lambda_{2\text{ GHz}}$ ). Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz. para poder apreciar mejor los detalles de la gráfica.

#### D) Rotación del dipolo sobre el plano de masa

Una vez fijados todos los parámetros de las estructuras *dogbone* y dipolo conviene comprobar si los resultados que se obtienen con el dipolo orientado conforme a la **Fig.4.2.21**, es decir en la misma dirección del eje Y se cumplen para otras orientaciones distintas aparentemente menos favorables. Para ello se ha ido rotando el dipolo respecto de su posición original en los siguientes valores:  $30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $60^\circ$  y  $90^\circ$ . No se comprueban ángulos mayores ya que por simetría del diseño, los resultados serían iguales a los mostrados a continuación. Los ángulos que se muestran están medidos sobre el eje Y.

##### - Ángulo de $30^\circ$ de rotación:



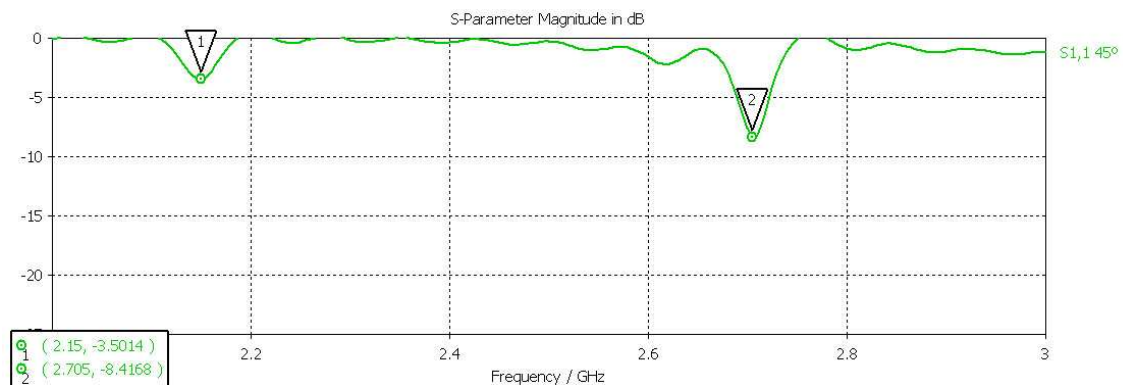
**Fig 4.2.21:**  $|s(1,1)|$  de dipolo inclinado  $30^\circ$  respecto del eje Y sobre el plano de masa *dogbone* para dos bandas.

Como puede verse en la **Fig.4.21** la buena respuesta que se obtenía con el dipolo formando un ángulo de  $0^\circ$  con el eje Y se pierde en este caso. Se pasa de tener dos mínimos en dos bandas distintas que dan lugar a una buena adaptación a uno solo, el cual se encuentra apenas por debajo del máximo permitido. Además la frecuencia a la que se produce este

mínimo no se corresponde con ninguna de la que se observaban en el caso de 0°. Por tanto, no se puede considerar este resultado como bueno.

- **Ángulo de 45° de rotación:**

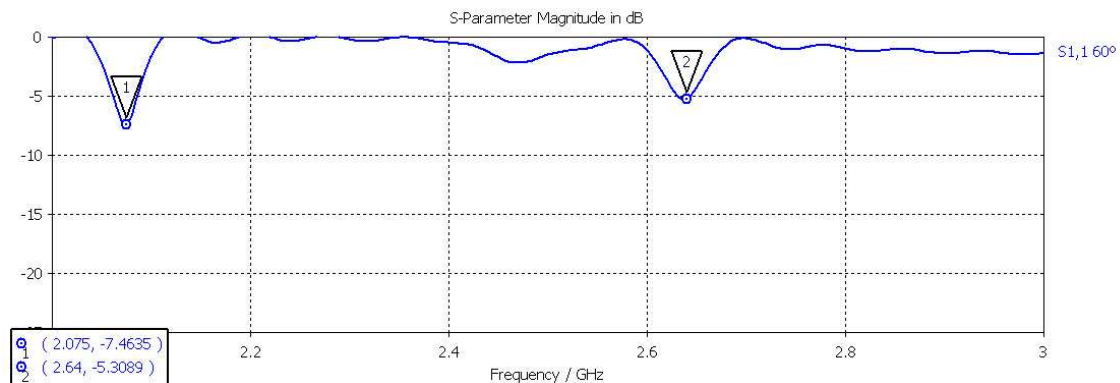
En este caso el resultado cambia respecto al caso de los 30 grados, pero no mejora tal y como se muestra en la **Fig.4.2.22**. Se pueden llegar encontrar dos mínimos distintos, e incluso estos se mantienen en una frecuencias muy parecidas a la encontradas en el caso de 0 grados pero el primero de ellos a  $f_{o1}=2.15$  GHz. no llega ni tan siquiera a -5 dB. El segundo mínimo, situado a  $f_{o2}=2.705$  GHz., tiene un mejor valor que el primero, pero aún así es insuficiente ya que no baja de los -10 dB. Por tanto, en este caso tampoco se puede afirmar que el resultado obtenido sea satisfactorio ya que para todo el rango de frecuencias utilizado las pérdidas de retorno superan el umbral de lo deseable.



**Fig 4.2.22:**  $|s(1,1)|$  de dipolo inclinado 45° respecto del eje Y sobre el plano de masa *dogbone* para dos bandas.

- **Ángulo de 60° de rotación:**

Para este otro caso, como puede verse en la **Fig.4.2.23**, los resultados obtenidos distan también de ser buenos ya que el primer mínimo de  $|s(1,1)|$  situado en  $f_{o1}=2.075$  GHz. sólo ofrece unas pérdidas de retorno de -7.46 dB, casi 3 dB por encima de lo máximo aceptable y el segundo mínimo situado en  $f_{o2}=2.64$  GHz. apenas alcanza los -5 dB. Además, aunque se mantienen en una frecuencia parecida a los de caso de 0 grados de inclinación sobre el eje Y, están ligeramente desplazados algunas decenas de MHz abajo.

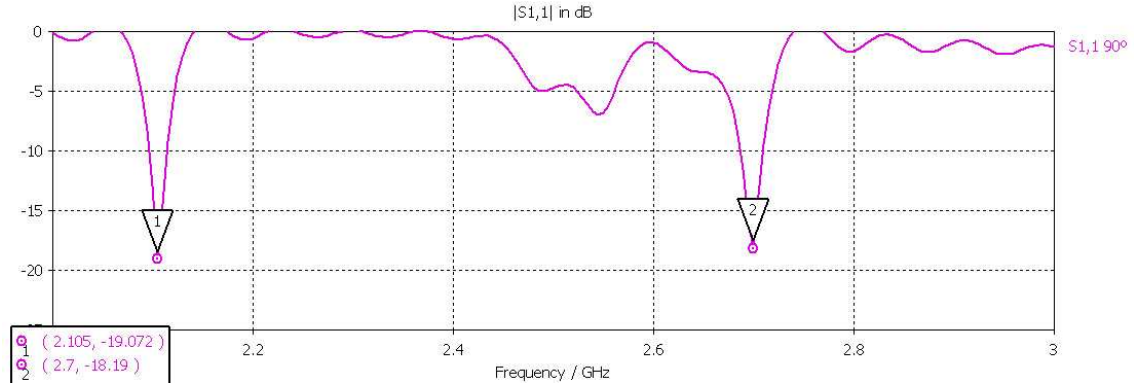


**Fig 4.2.23:**  $|s(1,1)|$  de dipolo inclinado 60° respecto del eje Y sobre el plano de masa *dogbone* para dos bandas.



- **Ángulo de 90° de rotación:**

En este último caso se observa rápidamente como la respuesta es prácticamente idéntica a la que se obtenía con el dipolo alineado con el eje Y. Este hecho no es casual, es debido a la simetría del plano de masa utilizado respecto del centro donde está situado el dipolo. Por tanto, este último resultado es igual de válido que el primer caso donde se tenía el dipolo orientado en la dirección del eje Y.



**Fig 4.2.24:**  $|s(1,1)|$  de dipolo inclinado 90° respecto del eje Y sobre el plano de masa *dogbone* para dos bandas.

En la siguiente tabla se resumen los datos mostrados en desde la **Fig.4.2.20** hasta la **Fig.4.2.24**:

Ángulo(°)	$f_{o1}$ (GHz)	$f_{o2}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o1}}$ (dB)	$ s(1,1) _{f_{o2}}$ (dB)
0°	2.1	2.7	-19.1 dB	-18.2 dB
30°	2.485	-	-11 dB	-
45°	2.15	2.7	-3.5 dB	-8.4 dB
60°	2.07	2.64	-7.5 dB	-5.3 dB
90°	2.1	2.7	-19.1 dB	-18.2 dB

**Tabla 4.2.3:** Resumen de los resultados de la adaptación para diferentes orientaciones del dipolo.

Como ha podido verse en los resultados mostrados, es posible lograr una superficie AMC compuesta de metalizaciones *dogbone* que funcione en dos bandas distintas, todo ello utilizando un mismo dipolo, si bien los resultados obtenidos no son tan buenos como los conseguidos con los casos donde la estructura EBG estaba diseñada para trabajar a una sola frecuencia. Esto hace viable uno de los objetivos de este proyecto: construir una antena de hilo de bajo perfil capaz de funcionar a dos bandas.

Además se ha logrado seguir manteniendo de manera muy eficiente la condición de bajo perfil ya que la distancia existente entre la superficie AMC y el dipolo es únicamente de 3 mm. ( $0.02\lambda_{2\text{ GHz}}$ ), muy ligeramente superior al valor de  $h$  con el diseño de una sola frecuencia, que era de 1mm. ( $0.007\lambda_{2\text{ GHz}}$ ).

Por último, y como único punto negativo, se ha observado que el diseño bibanda ha sido sólo capaz de funcionar de manera eficiente para los casos en los que el dipolo estaba alineado bien con el eje Y, bien con el eje X. Para el resto de ángulos en los que se ha probado el dipolo no se han encontrado resultados satisfactorios, aunque tampoco en los anteriores diseños que funcionan a una sola banda de frecuencia se ha conseguido una buena adaptación para orientaciones del dipolo distintas de las del *dogbone*.

### E) Diagrama de radiación

Una vez demostrado que con la ayuda de una superficie AMC compuesta por *dogbones* como la mostrada anteriormente es posible diseñar una antena de hilo de bajo perfil capaz de funcionar a dos bandas distintas, conviene saber si, aparte de conseguir unos buenos niveles de adaptación, la antena radia de una manera más o menos eficiente y sobre todo, en qué direcciones radia. Por ello a continuación se procederá a mostrar y analizar los diagramas de radiación correspondientes a los diseños de antena que se han visto en este proyecto hasta el momento.

#### - Dipolo en espacio libre:

Con el fin de poder establecer una opinión bien fundada de las mejoras que se obtienen en la elaboración de antenas de hilo de bajo perfil utilizando planos de masa AMC (Artificial Magnetic Conductor), en primer lugar debe mostrarse cuál es el diagrama de radiación que caracteriza a una antena de tipo dipolo en espacio libre, sin ningún tipo de elementos en su entorno que puedan modificar su comportamiento. Para analizar correctamente esta antena deben fijarse todas las condiciones de contorno en *CST Microwave Studio* como “open (add space)” para simular que el vacío se extiende de forma indefinida.

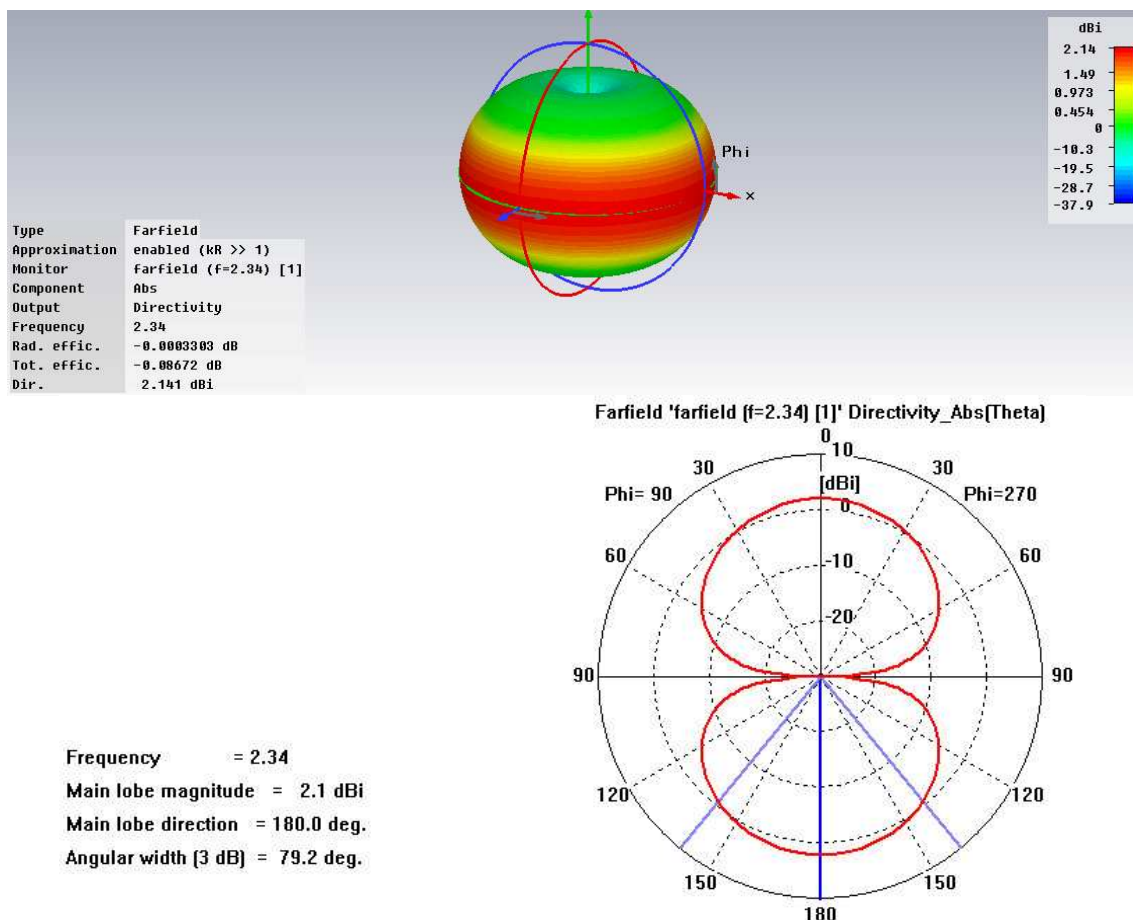


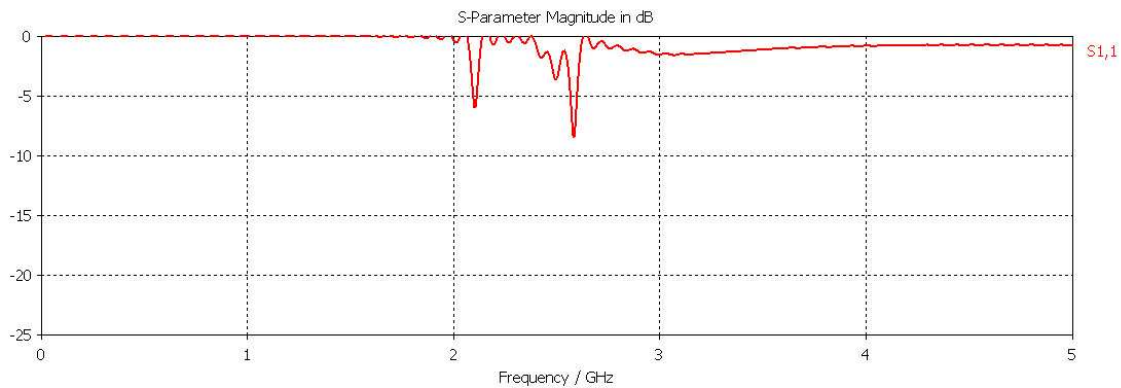
Fig 4.2.25: Diagrama de radiación en 3D y en coordenadas polares de un dipolo de  $L = 55\text{mm}$  ( $0.36\lambda_{2\text{GHz}}$ ) con  $\phi = 90^\circ$  y  $\theta$  como variable.



Cómo puede verse en la **Fig.4.2.25** el diagrama de radiación que caracteriza a un dipolo es de tipo omnidireccional, es decir, radia por igual para todas las direcciones perpendiculares a su eje o lo que es lo mismo, para todos los ángulos  $\phi$  (ángulos en el plano que forman el eje X e Y) entre  $0^\circ$  y  $360^\circ$ . Sin embargo, no radia en la dirección del eje Z (sobre la que se tiene colocado el dipolo). Como consecuencia, se puede afirmar que esta es una antena poco directiva, hecho que refleja su directividad máxima de tan sólo 2.1 dBi.

- **Plano de masa *dogbone*:**

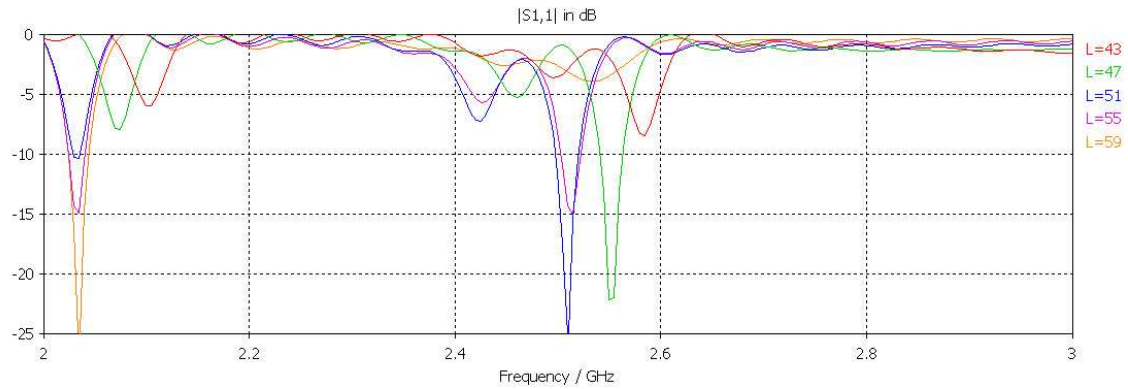
A continuación se mostrará el diagrama de radiación perteneciente al diseño que se decidió en el apartado anterior, el que tenía como longitud del dipolo  $L = 43\text{mm}$  ( $0.28 \lambda_{2\text{GHz}}$ ) y éste se encontraba a una altura  $h = 3\text{mm}$  ( $0.02\lambda_{2\text{GHz}}$ ) de la superficie AMC. Pero antes conviene saber si, al cambiar las condiciones de contorno aplicadas anteriormente (hasta ahora el plano de masa de la superficie AMC se había simulado utilizando una condición de contorno de  $E_t = 0$ , ahora se utiliza un plano PEC físico y condiciones de contorno de espacio libre “add space” en todas las direcciones) se ha modificado de manera sustancial el comportamiento del diseño construido antes.



**Fig 4.2.26:**  $s(1,1)$  con un dipolo  $L=43\text{ mm}$ . y una distancia  $h=3\text{ mm}$ . entre el plano EBG y el dipolo.

Cómo se observa en la **Fig.4.2.26** el cambio de condiciones de contorno ha supuesto claramente un cambio a peor en los resultados en lo que se refiere a la adaptación del diseño, superando las pérdidas de retorno el máximo impuesto de -10 dB en todo el rango de frecuencia en el que se está trabajando. Esto hace necesario una nueva búsqueda de un dipolo que sea capaz de adaptar todo el sistema completo.

Dado que la frecuencia a la que resuena el diseño completo depende mucho más de la estructura de los *dogbones* que de las características del dipolo se espera que el cambio que se va efectuar a continuación sobre la longitud del mismo no afecte demasiado a la frecuencia de trabajo total del sistema.



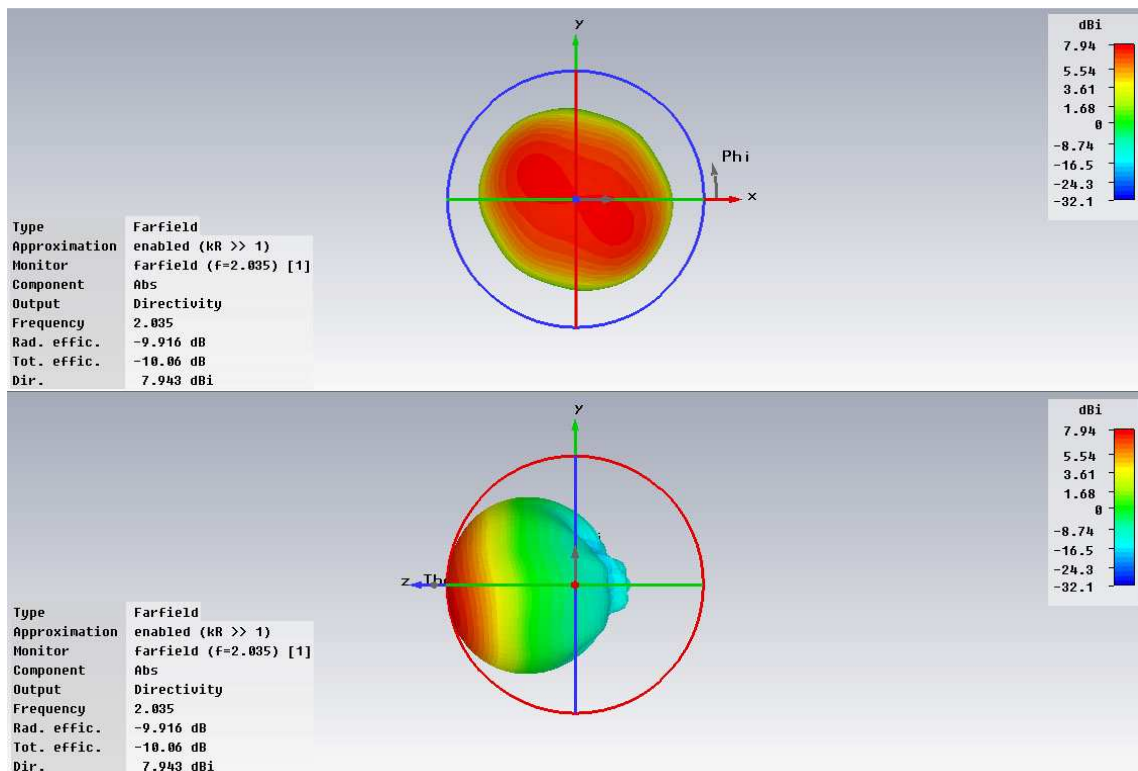
L	$f_{o_1}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_1}}$ (dB)	$f_{o_2}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_2}}$ (dB)
43mm. ( $0.287\lambda_{2GHz}$ )	2.11	-6 dB	2.59	-8.5 dB
47 mm. ( $0.313\lambda_{2GHz}$ )	2.08	-8 dB	2.55	-22.2 dB
51 mm. ( $0.340\lambda_{2GHz}$ )	2.04	-10.3 dB	2.51	-25 dB
55 mm. ( $0.360\lambda_{2GHz}$ )	2.04	-15 dB	2.52	-15 dB
59 mm. ( $0.393\lambda_{2GHz}$ )	2.04	-25 dB	2.54	-4 dB

**Fig 4.2.27:**  $s(1,1)$  para varias longitudes L del dipolo con distancia  $h=3\text{mm}$  ( $0.02\lambda_{2GHz}$ ). entre dipolo y superficie AMC. Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz para poder apreciar mejor los detalles de la gráfica.

Del barrido paramétrico correspondiente a la **Fig.4.2.27** se puede sacar la conclusión de que la longitud del dipolo a la que mejor adaptación hay (considerando también el obtener un nivel de adaptación similar en las dos frecuencias de trabajo de la estructura) es  $L=55\text{ mm}$  ( $0.36\lambda_{2GHz}$ ) dónde se obtienen unos buenos valores de adaptación en las dos frecuencias de trabajo ( $f_{o_1}=2.04\text{ GHz.}$  y  $f_{o_2}=2.52\text{ GHz.}$ ) muy similares en ambos casos, de unos -15 dB de pérdidas de retorno. Hay variaciones más o menos sensibles en la frecuencia de trabajo respecto a la del diseño anterior, siempre hacia abajo: unos 60 MHz. para  $f_{o_1}$  y 180 MHz. para  $f_{o_2}$ . Aún así, dado que la antena que se está diseñando no tiene de momento como objetivo ninguna aplicación concreta, estas variaciones en la frecuencia de resonancia son poco significativas.

A continuación en las figuras **4.2.28** y **4.2.29** se muestran los diagramas de radiación correspondientes al diseño completo con el dipolo de longitud  $L = 55\text{ mm}$  y  $h = 3\text{mm}$ . Ya que la estructura *dogbone* construida está diseñada para poder trabajar a dos distintas frecuencias (en el caso actual  $f_{o_1}=2.04\text{ GHz.}$  y  $f_{o_2}=2.52\text{ GHz.}$ ) se necesitarán dos diagramas distintos, uno para cada frecuencia, para poder caracterizar completamente y de forma correcta el diagrama de radiación de la antena.

También se analiza el campo eléctrico en  $z=S$ , esto es, en la superficie del plano de masa, con el fin de observar qué elementos *dogbone* son los que resultan más excitados por la antena.



Frequency = 2.035  
 Main lobe magnitude = 7.7 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width [3 dB] = 78.6 deg.  
 Side lobe level = -22.2 dB

Frequency = 2.035  
 Main lobe magnitude = 7.7 dBi  
 Main lobe direction = 13.0 deg.  
 Angular width [3 dB] = 92.3 deg.  
 Side lobe level = -21.7 dB

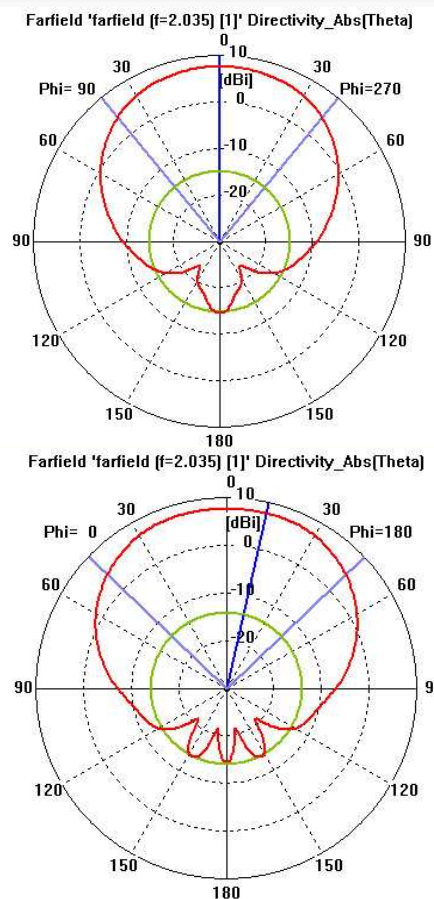


Fig 4.2.28: Diagrama de radiación del diseño del dipolo sobre plano de *dogbones* para  $f_{o1}=2.04$  GHz.

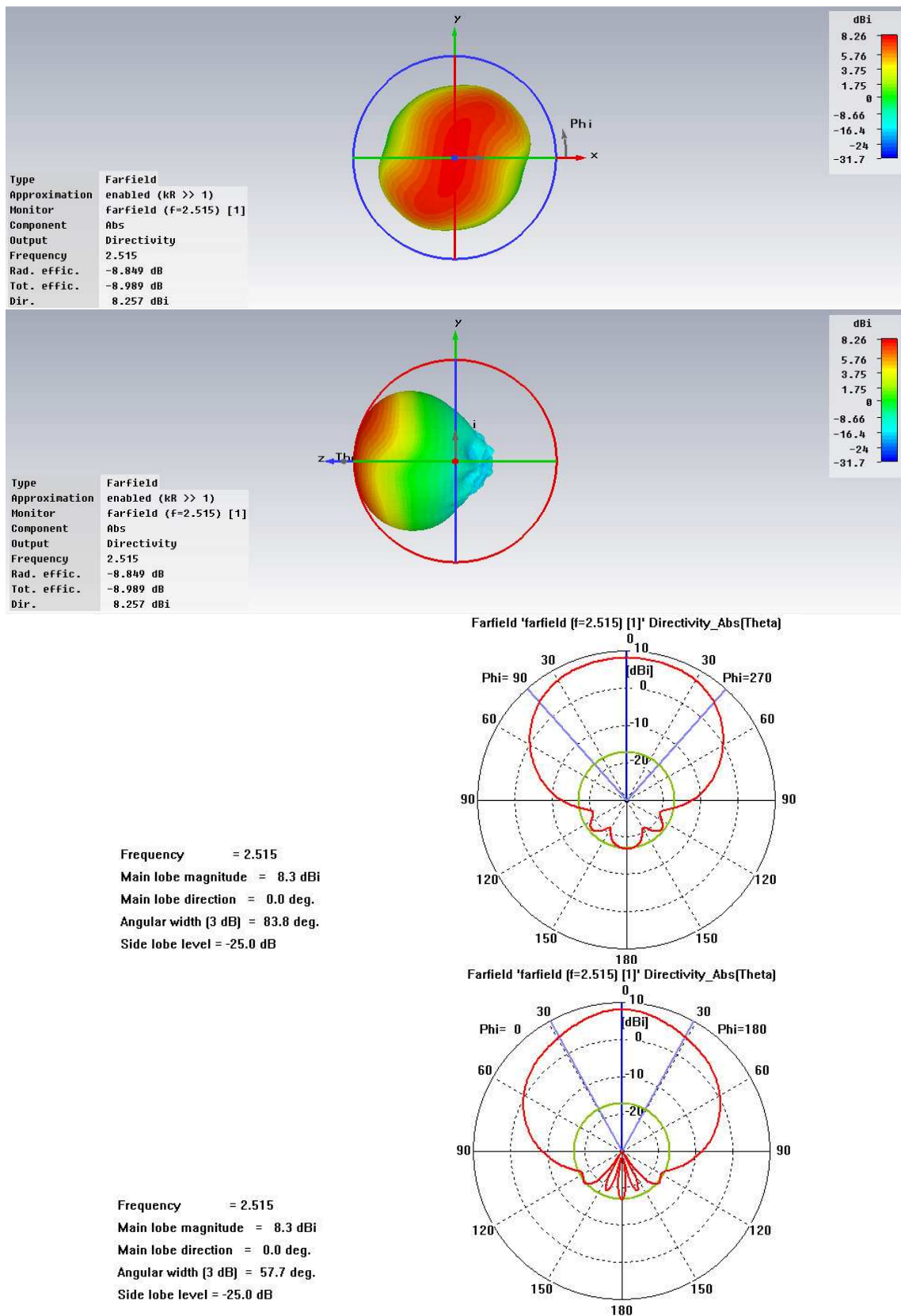


Fig 4.2.29: Diagrama de radiación del diseño del dipolo sobre plano de *dogbones* para  $f_{02} = 2.52$  GHz.

Tal y cómo se observa en ambas figuras, en las dos frecuencias se experimenta un aumento significativo de la directividad de la antena en comparación con el dipolo, consecuencia de que la radiación se concentra casi exclusivamente en la parte delantera del

plano de masa. Concretamente para el primero de los casos, es decir teniendo  $f = f_{o_1}$ , la directividad aumenta de los modestos 2.1 dBi que se obtenían con el dipolo en espacio libre hasta 7.7 dBi. En el plano  $\phi = 90^\circ$  la anchura de haz a 3 dB ( $BW_{3dB}$ ) es de  $78.6^\circ$  y el nivel de de radiación trasera (que coincide en este caso con el SLL) de -22.2 dB. Para el plano  $\phi = 0^\circ$  se obtiene una anchura de haz a 3 dB de  $BW_{3dB} = 92.3^\circ$  y un SLL de -21.7 dB. El valor relativamente alto de la anchura de haz y el bajo nivel de los lóbulos secundarios indican que la antena no es muy directiva, es decir radia de manera bastante uniforme para  $\theta < 90^\circ$  y la mayor parte de la energía radiada se concentra dentro de ese intervalo.

En el segundo de los casos, en el que  $f = f_{o_2}$ , la directividad aumenta de los 2.1 dBi obtenidos con el dipolo hasta unos 8.3 dBi. En el plano  $\phi = 90^\circ$  la anchura de haz a 3 dB ( $BW_{3dB}$ ) es de  $83.8^\circ$  y el nivel de lóbulos secundarios (SLL) de -25 dB. Para el plano  $\phi = 0^\circ$  se obtiene una anchura de haz a 3 dB de  $BW_{3dB} = 57.7^\circ$  y un SLL de -25 dB. El resultado es un comportamiento muy similar al obtenido  $f_{o_1}$  pero algo más directivo que éste.

La principal causa de este importante aumento en la directividad de la antena reside en que utilizando el plano de masa formado por *dogbones* la mayor parte de la energía radiada por el dipolo se ve reflejada en éste, y se radia en su mayoría en dirección contraria al plano de masa artificial (en sentido de las Z positivas).

Este efecto está causado por la superficie que contiene a los *dogbones* ya que, a la frecuencia en la que la estructura resuena magnéticamente (cuando la fase del coeficiente de reflexión en la discontinuidad entre la superficie AMC y el aire es nula), la superficie AMC ofrece un comportamiento muy similar al de un conductor magnético perfecto (PMC); es decir,  $|s(1,1)|$  es prácticamente igual a 1 de forma que la mayor parte de la onda incidente es reflejada. Aparte, a dicha frecuencia la impedancia que se observa de la superficie es muy alta, cumpliendo el criterio de alta impedancia. Esto, si se aplica la teoría de las imágenes, da como resultado una radiación mucho más eficiente de la que se obtendría con cualquier otro tipo de plano de masa, al generarse una corriente imagen en el mismo sentido que la que circula por el dipolo.

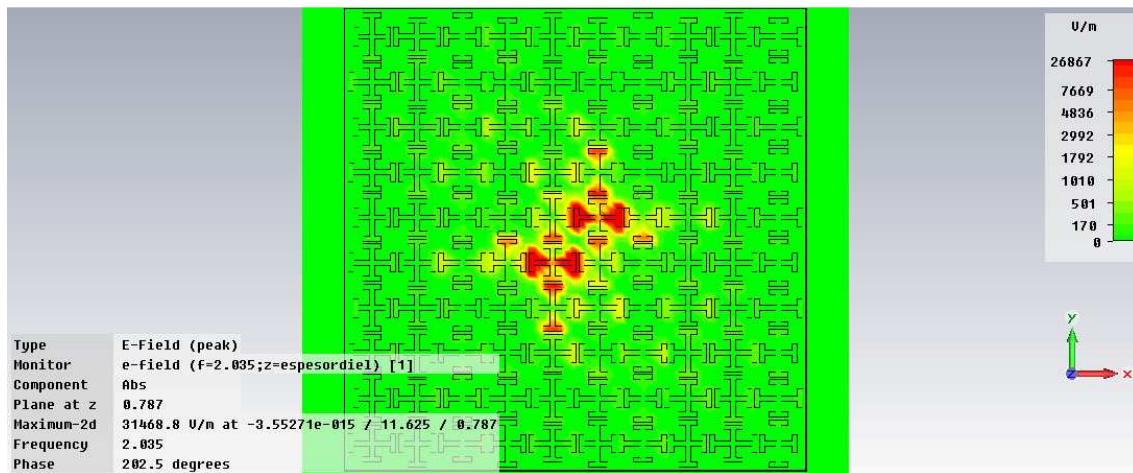
No obstante, al tratarse de un *metamaterial*, es decir un material artificial, que no está presente en la naturaleza, es imposible recrear de forma perfecta las características de un PMC. Por eso se observa que, aunque pequeños, hay algunos lóbulos secundarios en dirección al plano de masa que indican que una pequeña parte de la energía radiada no se ve reflejada en el plano AMC (Artificial Magnetic Conductor). Este efecto es conocido como radiación trasera, y es debido a que los planos de masa utilizados no son infinitos. Un alto nivel de radiación trasera reduce la directividad de la antena.

#### F) Representación del campo E en la superficie del plano de masa

En la representación del campo en  $z = S$  para  $f_{o_1}$ , correspondiente a la **Fig.4.2.30**, se puede observar que principalmente son los elementos centrales del plano de masa los que resultan más excitados por el dipolo, debido a su cercanía con él. Por ello, es fácil deducir que estos mismos elementos *dogbone* serán los principales responsables del comportamiento

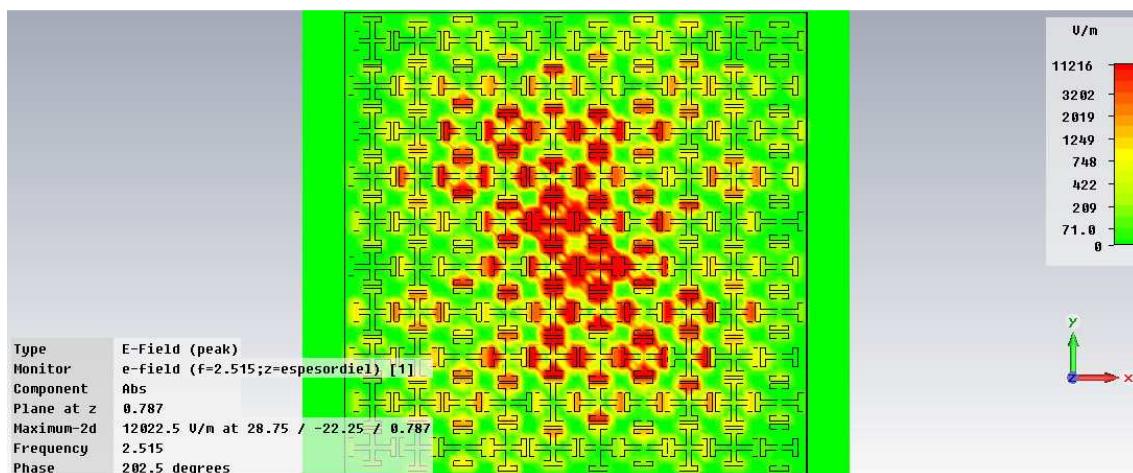


general del diseño, y que un cambio que se realice sobre ellos tendrá mayores efectos sobre la respuesta del conjunto que un cambio sobre los elementos más exteriores.



**Fig 4.2.30:** Representación del campo E en el corte correspondiente a la superficie del plano de masa en  $f_{o_1}$ .

En cambio, en  $f_{o_2}$  se puede ver como la respuesta del plano ante la excitación proveniente del dipolo se distribuye de forma más uniforme por toda la superficie del plano de masa. Esto puede significar que el diseño se vea mucho más afectado en  $f_{o_2}$  que en  $f_{o_1}$  ante un posible cambio de tamaño del plano de masa, mediante la supresión de algunos de los elemento *dogbone* exteriores.



**Fig 4.2.31:** Representación del campo E en el corte correspondiente a la superficie del plano de masa en  $f_{o_2}$ .

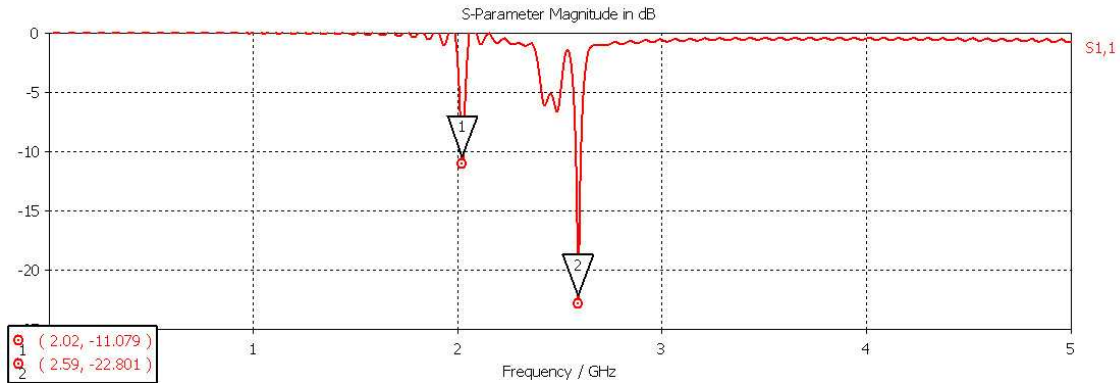
### G) Reducción del tamaño del plano de masa

Hasta ahora la antena ha contado con varias restricciones en su tamaño: máximas pérdidas de retorno de -10 dB, bajo perfil, etc. pero en ningún caso en las dimensiones del plano de masa. Aún así, por razones funcionales, en ocasiones conviene que la antena sea del menor tamaño posible, para que pueda ser implementable en el mayor escenario de casos permitido.

La intención es ir reduciendo el tamaño del plano de masa EBG de forma gradual, sin variar las dimensiones de cada *dogbone*, únicamente sustrayendo elementos; para ver hasta

qué punto es posible obtener una antena de hilo de bajo perfil de pequeñas dimensiones. El modelo con el que se ha trabajado hasta ahora disponía de diez celdas unitarias *dogbone* de ancho por otras diez de alto. A continuación se irá rebajando el número de igual manera en las dos dimensiones: primero ocho por ocho, luego seis por seis, cuatro por cuatro, etc. hasta el punto en que el comportamiento obtenido hasta el momento se vea sensiblemente alterado. En cada paso se irán comparando los datos que se vayan obteniendo con los obtenidos en el caso inicial (el de la superficie EBG con diez cruces *dogbone* de lado).

- **Ocho celdas unitarias de lado:**

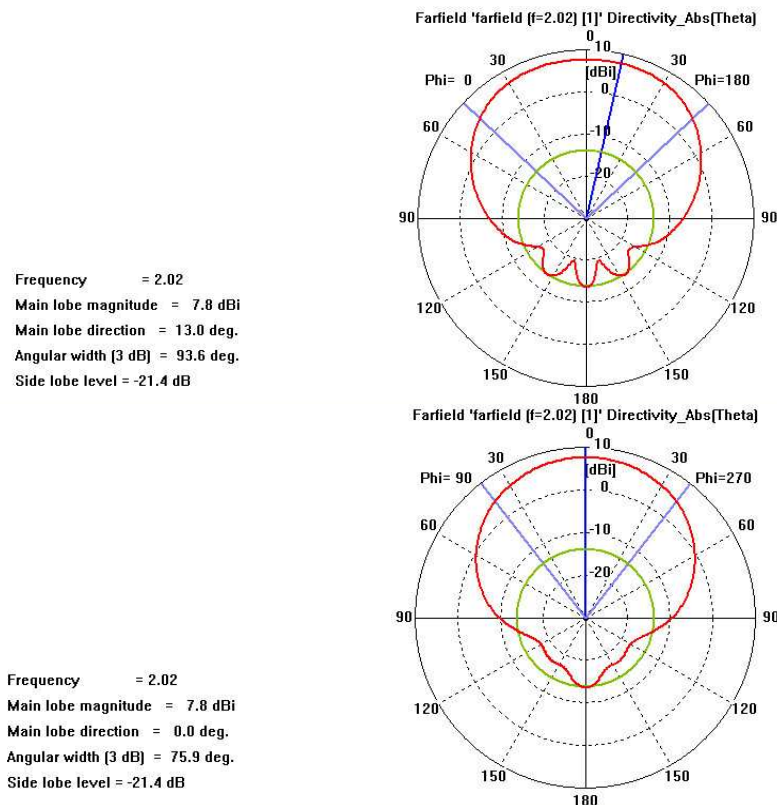


**Fig 4.2.32:**  $|s(1,1)|$  (dB) para antena con plano de masa con 8 celdas unitarias *dogbone* de lado,  $L=55\text{mm}$ . y  $h=3\text{ mm}$ . ( $L=0.36\lambda_{2\text{GHz}}$  y  $h=0.02\lambda_{2\text{GHz}}$ ).

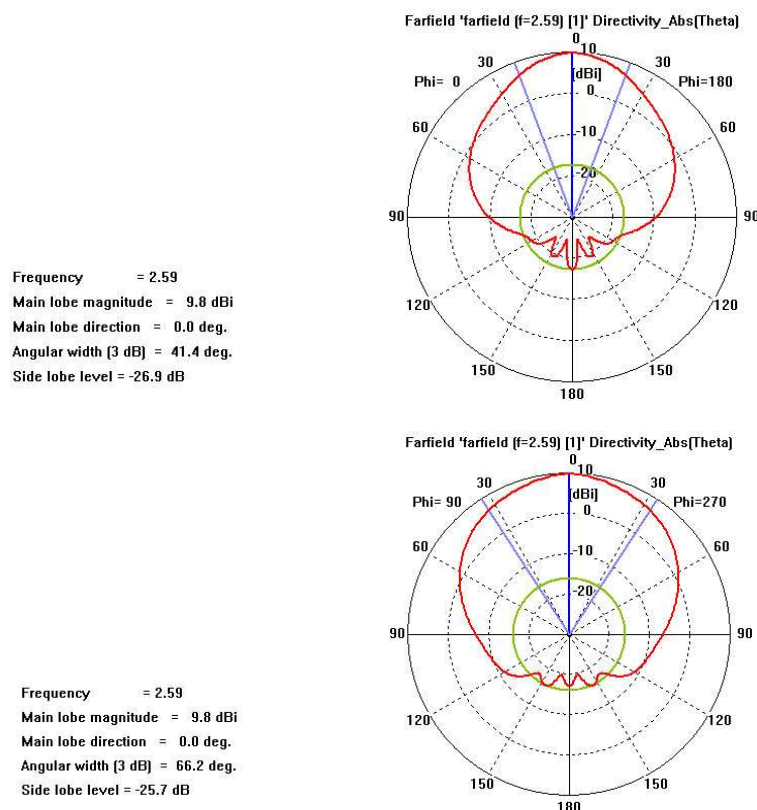
Tal y cómo se observa en la **Fig.4.2.32** los resultados obtenidos en cuanto a adaptación son bastante válidos y no afectan de manera significativa al comportamiento del diseño con el plano de masa con celdas *dogbone* por lado. En el caso de  $f_{o1}$  existe una diferencia de apenas 20 MHz. con el caso base y la profundidad del mínimo disminuye hasta -11.1 dB, inferior a la anterior pero suficiente (el máximo de pérdidas de retorno esta impuesto en -10 dB). Para  $f_{o2}$ , aunque la frecuencia se desplace 70 MHz. arriba, tampoco supone una diferencia demasiado importante para el fin de este proyecto. En cuanto al nivel de adaptación conseguido a esta frecuencia, éste mejora en torno a 7 dB respecto al caso inicial, ya que pasa de -15 dB a -22.8 dB de pérdidas de retorno.

Según se observa en la **Fig.4.2.33**, los resultados, en lo que al diagrama de radiación se refiere, para  $f_{o1}$  son bastante similares a los obtenidos en el caso inicial. La directividad máxima, de 7.8 dBi, es prácticamente idéntica a la inicial. En cuanto al ancho de haz a 3 dB y el nivel de lóbulos secundarios, los valores obtenidos en este caso son también casi iguales que a los primeros. Además se puede ver que el nivel de radiación trasera no es alto, lo cual muestra que éste está cumpliendo bien su cometido de reflejar la energía radiada por el dipolo hacia la parte delantera del diseño.

Para  $f_{o2}$ , como se ve en la **Fig.4.2.34**, la directividad aumenta ligeramente pasando de los anteriores 8.3 dBi a 9.8 dBi. Esto repercute en el ancho de haz a 3 dB ( $BW_{3\text{dB}}$ ) que se ve reducido en el plano con  $\phi = 0^\circ$  así como para el plano con  $\phi = 90^\circ$ . El nivel de lóbulos secundarios (SLL) aunque prácticamente igual, es ligeramente inferior al observado en el caso inicial, pasando de -25 dB a -25.7 dB. Por tanto, se puede afirmar que la presente configuración (8 x 8 elementos *dogbone*) resulta válida como sustituta de la inicial.



**Fig 4.2.33:** Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de ocho celdas *dogbone* de lado con  $L = 55\text{mm.}$ ,  $h = 3\text{ mm.}$  y  $f = 2.02\text{ GHz}$ .

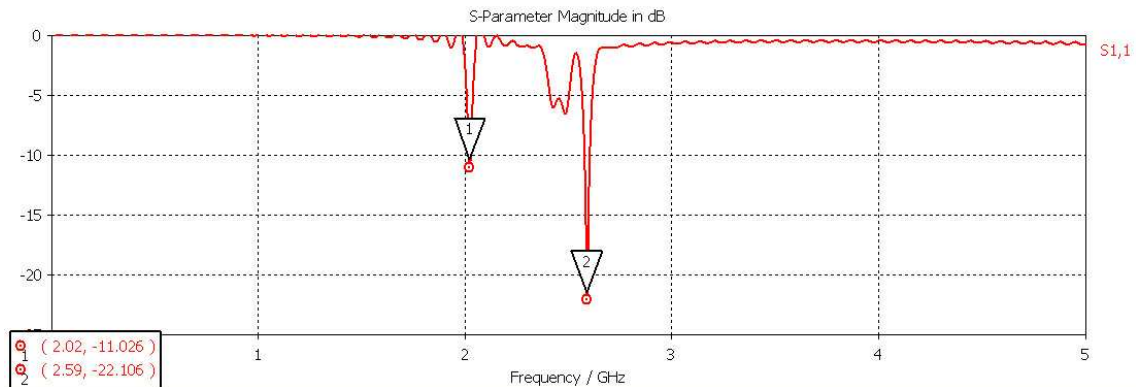


**Fig 4.2.34:** Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de ocho celdas *dogbone* de lado con  $L = 55\text{mm.}$ ,  $h = 3\text{ mm.}$  y  $f = 2.59\text{ GHz}$ .



- **Seis celdas unitarias de lado:**

En este caso se observa cómo los resultados de la **Fig.4.2.35**, en lo referente a la adaptación se mantienen prácticamente idénticos al caso anterior (el de ocho celdas por lado). Las frecuencias a las que queda adaptado el sistema son las mismas que en dicho caso, y los niveles del módulo del parámetro  $s(1,1)$  registrados a esas frecuencias casi iguales. Esto es beneficioso para el diseño de la antena ya que, con un tamaño menor del plano de masa es posible lograr una adaptación igual de buena que con un plano más grande.



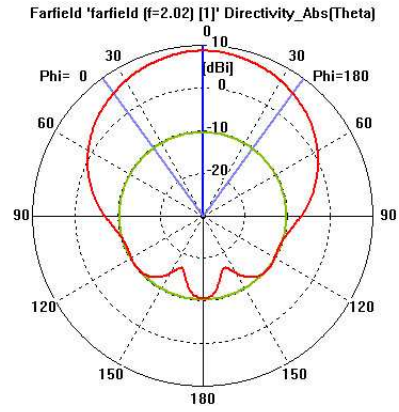
**Fig 4.2.35:**  $|S_{1,1} \text{ (dB)}|$  para antena con plano de masa con 6 celdas *dogbone* de lado,  $L=55 \text{ mm}$  y  $h=3 \text{ mm}$ .  
( $L=0.36\lambda_{2\text{GHz}}$  y  $h=0.02\lambda_{2\text{GHz}}$ )

Como se puede ver en la **Fig.4.2.36**, en este caso también se mantiene un comportamiento del diagrama de radiación para  $f_{o1}$  bastante similar al de los dos anteriores casos, aunque empeora ligeramente ya que el SLL aumenta hasta un valor de  $-19 \text{ dB}$ , desde los  $-22 \text{ dB}$  anteriores. El nivel de radiación trasera a través del plano de masa *dogbone* se mantiene aproximadamente en los mismos valores que en el caso del plano con ocho celdas de por lado. La directividad aumenta de manera ligeramente hasta los  $8.8 \text{ dBi}$ . Esto hace que la anchura de haz a  $3 \text{ dB}$  se vea reducida de forma sensible: para el plano  $\phi = 0^\circ$  de  $BW_{3\text{dB}}=93.6^\circ$  a  $BW_{3\text{dB}}=72.3^\circ$ , y de  $BW_{3\text{dB}}=75.9^\circ$  a  $BW_{3\text{dB}}=68.7^\circ$  para el plano  $\phi = 90^\circ$ .

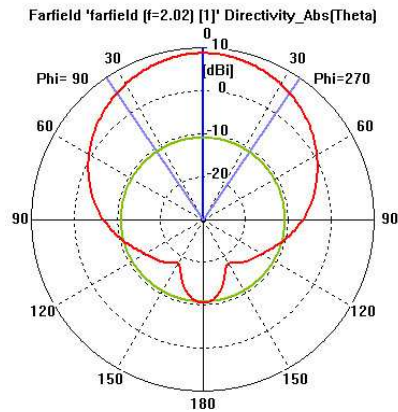
Para  $f_{o2}$ , el comportamiento se mantiene también bastante similar a los dos casos anteriores, como refleja la **Fig.4.2.37**. Se obtienen unos valores de  $BW_{3\text{dB}}=53.3^\circ$  y  $BW_{3\text{dB}}=59.8^\circ$  para los planos  $\phi=0^\circ$  y  $\phi=90^\circ$ , respectivamente. El nivel de radiación trasera se mantiene aquí también en niveles moderados. El nivel de lóbulos secundarios también se mantiene en la línea de anteriores resultados, con  $\text{SLL} = -22.8 \text{ dB}$  para el plano  $\phi = 0^\circ$  y  $\text{SLL} = -26 \text{ dB}$  para el plano  $\phi = 90^\circ$ . La directividad máxima es de  $9.5 \text{ dBi}$ , casi igual a los casos anteriores.

Hasta ahora se ha visto que eliminar elementos *dogbone* de la zona exterior del plano de masa no afecta en gran medida al comportamiento que muestra el conjunto antena-plano. Esto es debido a que tal y como se vio en el apartado anterior correspondiente al diagrama de radiación del caso base, las zonas electromagnéticamente más activas del plano de masa son como más o menos cabe esperar, las más próximas al dipolo, esto es, al centro del plano de masa.

Frequency = 2.02  
Main lobe magnitude = 8.8 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 72.3 deg.  
Side lobe level = -19.0 dB

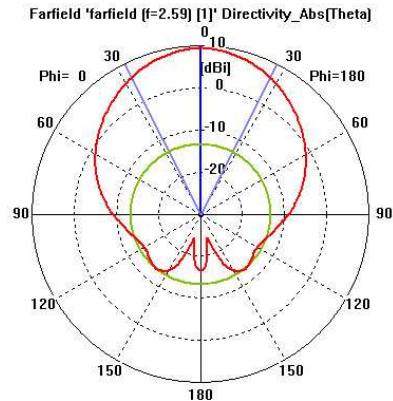


Frequency = 2.02  
Main lobe magnitude = 8.8 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 68.7 deg.  
Side lobe level = -19.3 dB

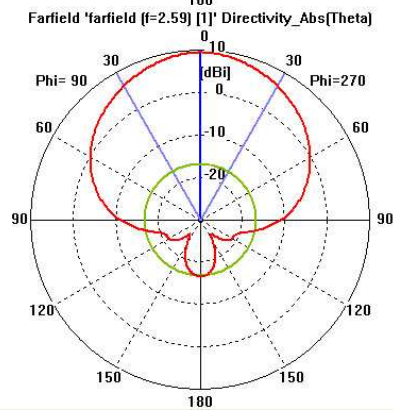


**Fig 4.2.36:** Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de seis celdas *dogbone* de lado con  $L = 55\text{mm.}$ ,  $h = 3\text{ mm.}$  y  $f = 2.02\text{ GHz}$  .

Frequency = 2.59  
Main lobe magnitude = 9.5 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 53.5 deg.  
Side lobe level = -22.8 dB

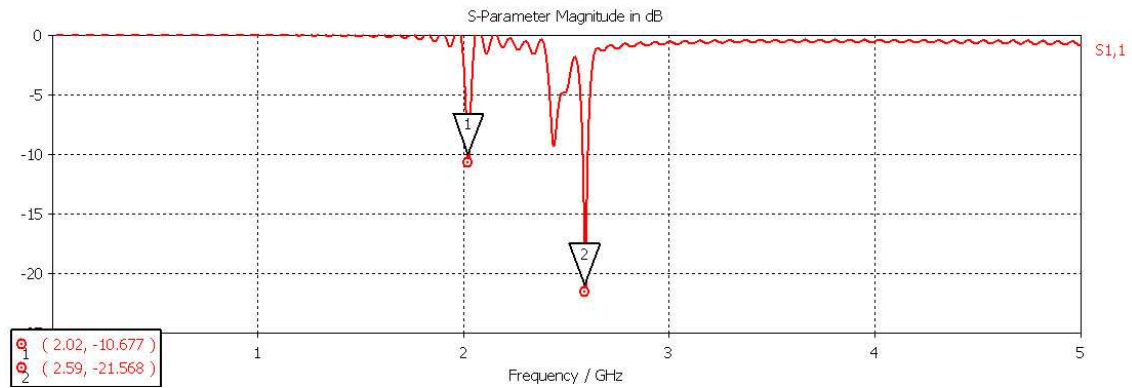


Frequency = 2.59  
Main lobe magnitude = 9.5 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 59.8 deg.  
Side lobe level = -26.0 dB



**Fig 4.2.37:** Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de seis celdas *dogbone* de lado con  $L = 55\text{mm.}$ ,  $h = 3\text{ mm.}$  y  $f = 2.59\text{ GHz}$  .

- Cuatro celdas unitarias de lado:



**Fig 4.2.38:**  $|S_{1,1}|$  (dB) para antena con plano de masa con 4 celdas *dogbone* de lado,  $L=55$  mm y  $h=3$  mm.  
( $L=0.36\lambda_{2GHz}$  y  $h=0.02\lambda_{2GHz}$ )

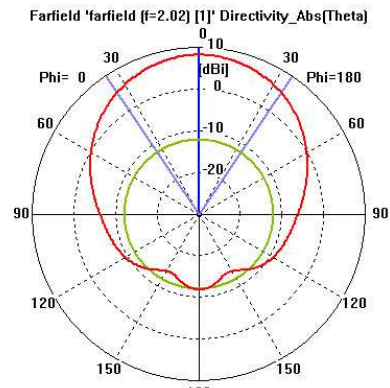
Como se observa en la **Fig.4.2.38**, el comportamiento en lo referente a adaptación se mantiene prácticamente invariante respecto a los resultados obtenidos en los casos anteriores. Viendo este y los resultados obtenidos en la simulación de los modelos más grandes, puede verse que el cambio de tamaño afecta más la forma en la que radia la antena (habrá que prestar especial atención a la radiación trasera de ahora en adelante) que al nivel de adaptación que ésta consigue. Esto puede ser debido a que los elementos centrales del plano de masa, los que están situados muy cerca del dipolo y por tanto reciben más excitación, tienen mucho que ver en la adaptación, y éstos de momento no han sido suprimidos.

El diagrama de radiación para  $f_{o1}$ , representado en la **Fig.4.2.39**, se mantiene también muy parecido al observado en los casos anteriores, sin variaciones importantes ni la directividad máxima, ni en la anchura de haz a 3 dB para ninguno de los planos, ni en los niveles de lóbulos secundarios. Por tanto se puede decir que para  $f_{o1}$  el diseño que tiene cuatro elementos *dogbones* en cada lado sigue siendo casi tan válido como el de diez.

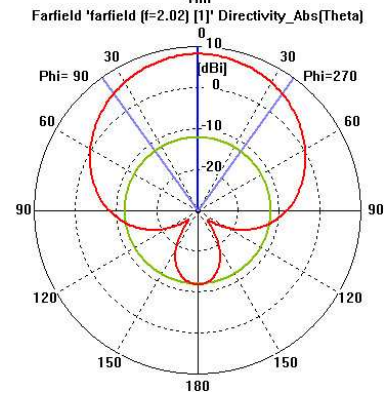
Para  $f_{o2}$ , cuyo diagrama de radiación se puede ver en la **Fig.4.2.40**, se mantienen también la mayoría de las características del diagrama de radiación visto en los casos anteriores, como la directividad máxima y la anchura del haz a 3 dB, pero se observa un ligero empeoramiento en el nivel de lóbulos secundarios, llegando a obtener -19 dB para el plano  $\phi = 0^\circ$  y -23 dB para el plano  $\phi = 90^\circ$ .

Por tanto, en conjunto se puede considerar como válido este caso ya que sigue manteniendo unos valores de adaptación y características del diagrama de radiación razonablemente parecidos a los observados para los casos del plano de masa con diez, ocho y seis elementos en cada lado. Aún así, se puede ver como en este caso para los cortes en  $\phi=0^\circ$  en ambas frecuencias, la radiación trasera es sensiblemente mayor que en los casos analizados hasta el momento. Todavía no se trata de un caso preocupante en este sentido, pero conviene observarlo en siguientes casos. Esto es debido a que, aunque los elementos *dogbone* más periféricos, reciben muy poca excitación en comparación con los centrales, cumplen un importante papel como reflectores de radiación hacia la parte delantera del plano que empieza a apreciarse ahora.

Frequency = 2.02  
Main lobe magnitude = 8.3 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 68.1 deg.  
Side lobe level = -20.2 dB

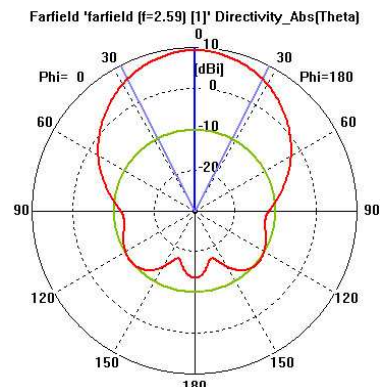


Frequency = 2.02  
Main lobe magnitude = 8.3 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 71.6 deg.  
Side lobe level = -20.2 dB

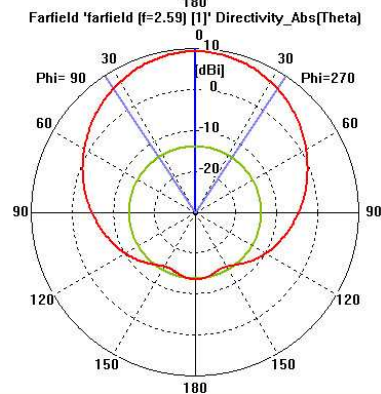


**Fig 4.2.39:** Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de cuatro celdas *dogbone* de lado con  $L = 55\text{mm.}$ ,  $h = 3\text{ mm.}$  y  $f = 2.02\text{ GHz.}$

Frequency = 2.59  
Main lobe magnitude = 9.4 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 54.6 deg.  
Side lobe level = -19.3 dB

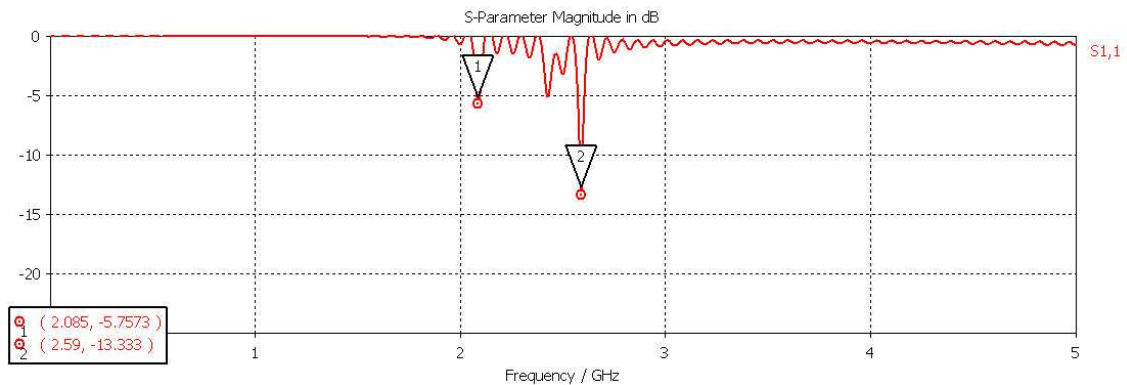


Frequency = 2.59  
Main lobe magnitude = 9.4 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 66.7 deg.  
Side lobe level = -23.0 dB



**Fig 4.2.40:** Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de cuatro celdas *dogbone* de lado con  $L = 55\text{mm.}$ ,  $h = 3\text{ mm.}$  y  $f = 2.59\text{ GHz.}$

- Dos celdas unitarias de lado:



**Fig 4.2.41:**  $|S_{1,1}|$  (dB) para antena con plano de masa con 2 celdas *dogbone* de lado,  $L=55$  mm y  $h=3$  mm.

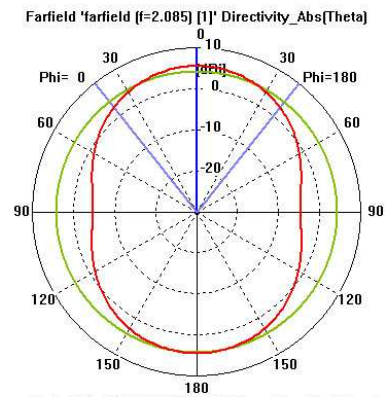
Éste es el último caso que puede ser analizado ya que una reducción más implicaría eliminar por completo el plano de masa utilizado. Obsérvese como se han llegado a obtener buenos resultados tanto en adaptación como en el diagrama de radiación para dimensiones muy pequeñas con respecto al caso base de 10 por 10 celdas unitarias. Se ha logrado hasta ahora reducir más de la mitad cada uno de los lados del plano de masa, lo cual es equivalente a tener un superficie AMC cuyo tamaño es menos de una cuarta parte del original. Este último llega al extremo, ya que cada lado es una quinta parte del diseño base; por tanto, el tamaño del plano ahora es 25 veces inferior al primer caso analizado.

En este caso, como se ve en la **Fig.4.2.41**, la adaptación de la antena se ve claramente deteriorada. Las frecuencias a las que la superficie resuena se mantienen casi inalteradas, pero en este caso los niveles de adaptación encontrados en las dos frecuencias de trabajo son sustancialmente menores a los observados antes para el resto de tamaños del plano de masa analizados. Para  $f_{o_1}$ , incluso supera el nivel máximo de pérdidas de retorno impuesto (-10 dB). Por tanto, no se puede considerar como válido en lo referente a la adaptación este último caso. Este cambio en la adaptación es debido a que en este caso sí se han sustraído celdas cercanas al centro que, como se dijo antes, afectan en mayor medida al nivel de adaptación conseguido que las consideradas periféricas.

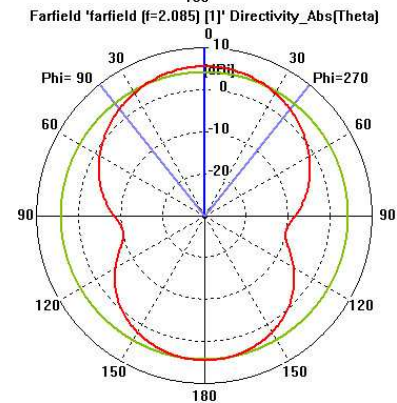
Al igual que para el nivel de adaptación, el diagrama de radiación de este último caso tampoco (**Fig.4.2.42** y **Fig.4.2.43**) se corresponde con las características que se buscan y que se han ido reflejando para cada uno de los anteriores casos analizados. Esto es muy claro sobre todo para el caso de  $f_{o_1} = 2.085$  GHz. ya que se pierde buena parte de la directividad que se tenía en los anteriores casos. Esto es debido a que el plano de masa en esta ocasión es tan pequeño que no puede impedir el fenómeno de radiación trasera, mediante el cual el dipolo consigue radiar a la parte de atrás del plano de masa, esto es, en dirección a las  $Z$  negativas o para ángulos  $\theta$  mayores a  $90^\circ$ . Erradicar por completo este fenómeno es muy difícil como se ve en los casos anteriores, que radian por detrás del plano de masa aunque de forma muy débil. En este caso, este efecto se ve intensificado y llega prácticamente a igualar la cantidad de energía radiada hacia la parte delantera del plano.



Frequency = 2.085  
Main lobe magnitude = 5.7 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 76.6 deg.  
Side lobe level = -1.2 dB

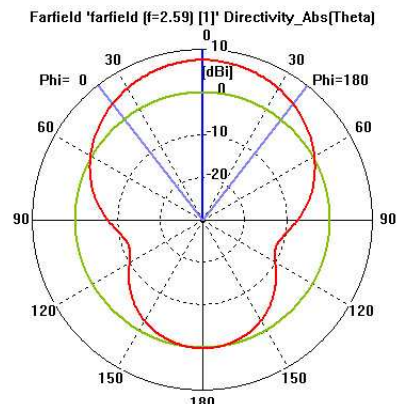


Frequency = 2.085  
Main lobe magnitude = 5.7 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 77.3 deg.  
Side lobe level = -1.2 dB

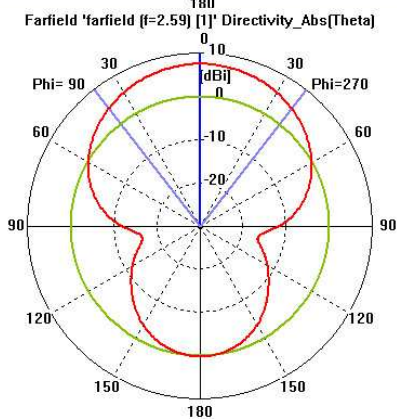


**Fig 4.2.42:** Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de dos celdas *dogbone* de lado con  $L = 55\text{mm.}$ ,  $h = 3\text{ mm.}$  y  $f = 2.085\text{ GHz}$  .

Frequency = 2.59  
Main lobe magnitude = 7.6 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 76.0 deg.  
Side lobe level = -7.5 dB



Frequency = 2.59  
Main lobe magnitude = 7.6 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width [3 dB] = 75.6 deg.  
Side lobe level = -7.5 dB



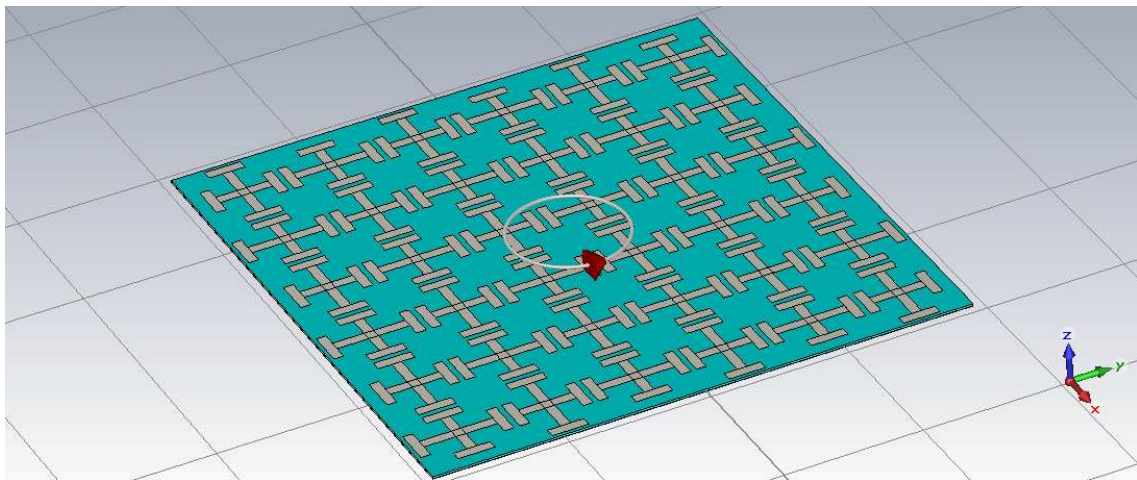
**Fig 4.2.43:** Diagrama de radiación en coordenadas polares para antena con plano de masa de dos celdas *dogbone* de lado con  $L = 55\text{mm.}$ ,  $h = 3\text{ mm.}$  y  $f = 2.59\text{ GHz}$  .

El comportamiento del conjunto antena-plano utilizando un dipolo es en general, muy parecido al que se esperaba encontrar, esto es, es posible aumentar la directividad impidiendo que el diseño radie a través del plano de masa mientras se cumple la condición de bajo perfil y consiguiendo que funcione en dos bandas distintas. Además ha quedado demostrado que se puede reducir el tamaño de plano de masa hasta menos un cuarto del tamaño original con el que se estaban realizando las simulaciones hasta el momento, sin sacrificar de forma demasiado sensible ningún tipo de prestación. De todos los tamaños de plano de masa analizados, los más interesantes parecen ser los que disponen de 6 y 4 celdas unitarias *dogbone* por lado, ya que representan el mejor equilibrio entre tamaño y prestaciones. Por tanto, los diseños que se implementen de ahora en adelante serán montados sobre estos dos tamaños de plano.

#### 4.2.2. Estudio del lazo

En este apartado, de forma separada e independiente al proceso que constituye el resto del proyecto, se realizará un estudio paramétrico utilizando otro tipo de antena del contemplado inicialmente. Se trata del lazo pequeño, el cual ofrece unas características casi idénticas de radiación a las del dipolo pequeño, con la diferencia de que el lazo radia con polarización lineal perpendicular respecto a la del dipolo. Esto quiere decir, que la polarización del lazo es lineal y paralela a la dirección de la corriente que circula por él, y por tanto también paralela al plano que contiene los *dogbones*.

De comprobarse que este modelo de antena ofrece un buen funcionamiento se podrá afirmar que este tipo de planos de masa cuentan con otra ventaja añadida más: versatilidad para distintos tipos de antenas.



**Fig 4.2.44:** Diseño del lazo situado sobre superficie AMC *dogbone* de forma paralela a él.

Tal y como se ve en la **Fig.4.2.44**, el lazo se sitúa sobre el plano que contiene a los *dogbones* de forma paralela a este, de forma muy parecida a como se ha realizado en otros capítulos de este proyecto con el dipolo.

El lazo en sí consiste en una estructura muy sencilla que únicamente comprende dos elementos: el lazo en sí que no es más que un aro de cierto radio de sección circular con un

“gap”, o hueco que se deja vacío (sin metal) en el que se sitúa el segundo elemento, que es el puerto discreto que utiliza el software de simulación para alimentar la antena.

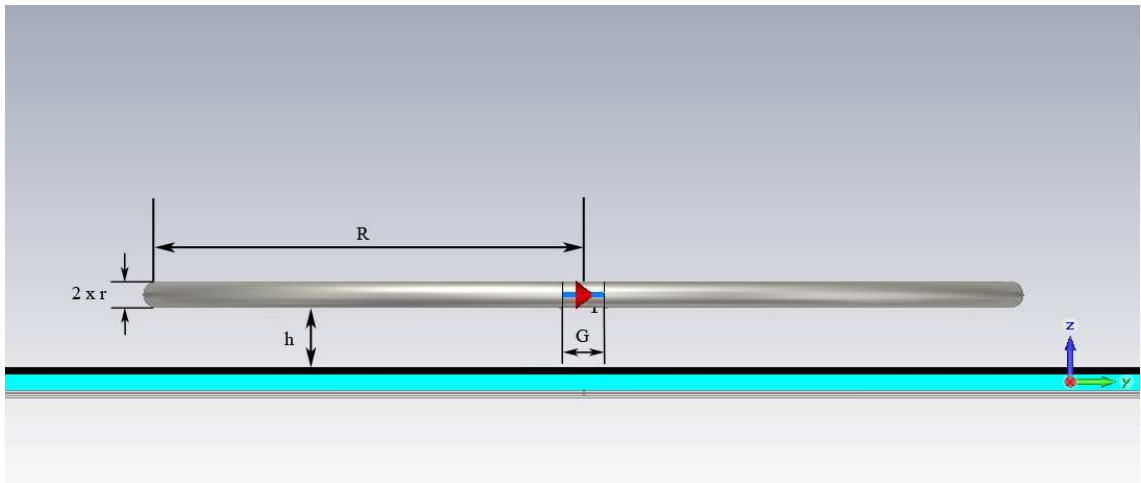
### 4.2.2.1. Caracterización del lazo

De la misma forma que se hizo en anteriores casos, para un correcto estudio de esta estructura también ha sido necesaria una parametrización de las distintas dimensiones de la antena. El resto de parámetros utilizados (los característicos del plano de masa) se mantienen invariantes. Los parámetros característicos del lazo quedan reflejados en la siguiente tabla:

Parámetro	Descripción	Valor
R	Radio del lazo	A determinar
h	Altura del lazo sobre el plano <i>dogbone</i>	3 mm. ( $0.02\lambda_{2GHz}$ )
r	Radio de la sección del lazo	0.635 mm. ( $0.004\lambda_{2GHz}$ )
G	Longitud del Gap	2 mm. ( $0.013\lambda_{2GHz}$ )

**Tabla 4.2.4:** Parámetros característicos del lazo, con su descripción y su valor por defecto.

Para este estudio, se observarán únicamente las variaciones que dependan de la altura del lazo sobre el plano *dogbone* y del radio del lazo, es decir h y R, respectivamente. Para una mejor comprensión del los parámetros comprendidos en la **Tabla 4.2.4.**, la **Fig.4.2.45** ilustra de manera gráfica el significado de estos en una vista lateral del lazo situado sobre la superficie AMC.



**Fig 4.2.45:** Vista lateral del lazo sobre el plano *dogbone*. Se pueden observar los distintos parámetros que caracterizan al lazo acotados en la figura.

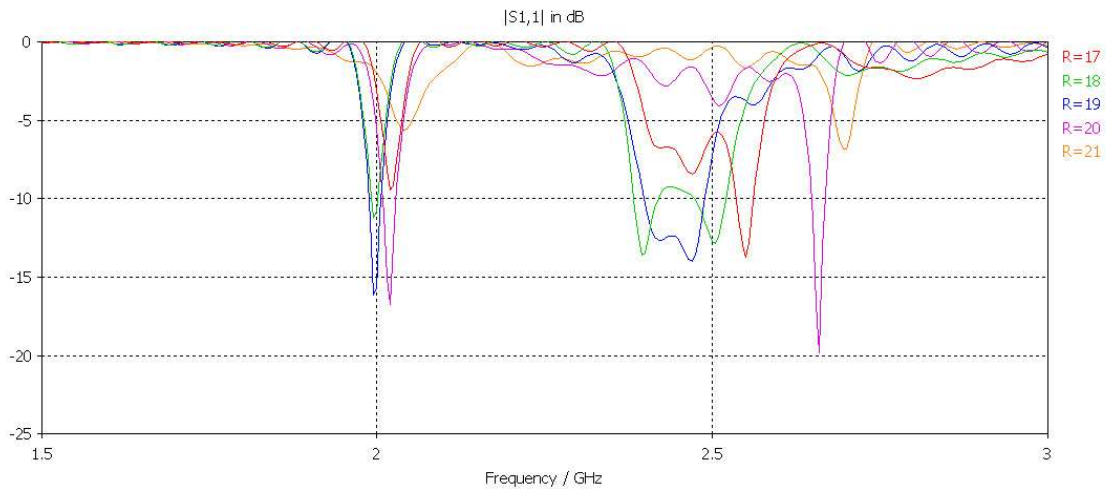
En primer lugar se va a realizar un barrido paramétrico sobre R, radio del lazo. Una vez seleccionado el o los valores que generen un mejor comportamiento, se procederá a realizar otro barrido con cada uno de estos valores, esta vez sobre la altura del lazo sobre el plano. De esta forma se obtendrá una combinación que será la que ofrezca un mejor rendimiento, referido al nivel de adaptación obtenido.

Una vez se tenga la combinación que ofrece el mejor nivel de adaptación, se procederá a analizar el diagrama de radiación del sistema a las dos frecuencias de trabajo,  $f_{o1}$  y  $f_{o2}$ , así como también se mostrarán las distribuciones del campo eléctrico en la superficie del plano de masa para ambas frecuencias.



#### 4.2.2.2. Radio del lazo

Como se puede ver en la **Fig.4.2.46**, que representa el módulo del parámetro  $s(1,1)$  en dB, y si se establece una comparación con los resultados contenidos en otros apartados, los aquí conseguidos con el lazo son muy similares a los que se pueden obtener con un dipolo en términos de nivel de adaptación. Los niveles conseguidos para los mejores valores de R logran pérdidas de retorno de en torno a -15 ó -20 dB, unos 5 ó 10 dB por debajo del máximo admisible para poder considerar el diseño adaptado, por tanto se puede afirmar que la adaptación obtenida en estos casos es razonablemente buena. Los valores de R que obtienen estos resultados son  $R = 19$  mm. y  $R = 20$  mm. ( $0.126 \lambda_{2GHz}$  y  $0.133 \lambda_{2GHz}$ ).



**Fig 4.2.46:**  $|s(1,1)|$  (dB) del diseño con el lazo situado sobre plano *dogbone*, para distintos valores de R, con  $h=3$ mm. ( $0.02 \lambda_{2GHz}$ ). Se ha aplicado un zoom entre 1.5 GHz. y 3 GHz. para poder apreciar mejor los detalles.

R	$f_{o_1}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_1}}$ (dB)	$f_{o_2}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_2}}$ (dB)
17mm. ( $0.113 \lambda_{2GHz}$ )	2.02	-9.46 dB	2.55	-13.71 dB
18mm. ( $0.120 \lambda_{2GHz}$ )	1.99	-11.2 dB	2.39	-13.57 dB
19mm. ( $0.126 \lambda_{2GHz}$ )	1.99	-16.17 dB	2.47	-14 dB
20mm. ( $0.133 \lambda_{2GHz}$ )	2.02	-16.73 dB	2.66	-19.85 dB
21mm. ( $0.140 \lambda_{2GHz}$ )	2.04	-5.61 dB	2.69	-6.83 dB

**Tabla 4.2.5:** Valores que toma  $|s(1,1)|$  y las frecuencias de trabajo  $f_{o_1}$  y  $f_{o_2}$  para varios valores del radio del lazo (R).

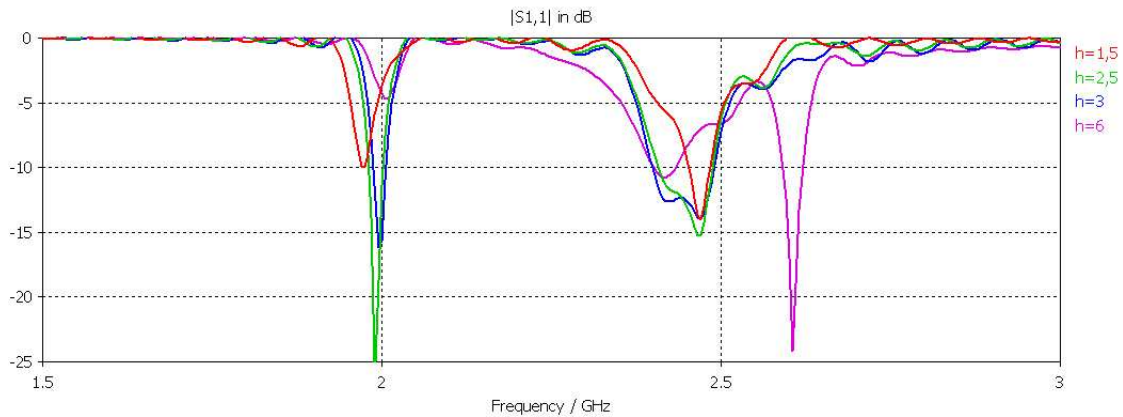
En el primer caso,  $R = 19$  mm. (en azul), se obtienen unos valores algo más altos que en el segundo (en malva), en cambio se tiene la ventaja de que en  $f_{o_2}$  se consigue un ancho de banda bastante alto en comparación a los obtenidos en otros casos, tanto en este como en otros capítulos. Por tanto se escogerán estos dos valores como buenos de forma provisional. Para decidir cuál de ellos se elegirá finalmente, se realizará el mismo barrido paramétrico, en esta ocasión sobre  $h$  (la altura del lazo sobre el plano de masa) para los dos valores distintos de R escogidos. A continuación, en la **Tabla 4.2.5** pueden verse más detalladamente los valores que toman  $f_{o_1}$  y  $f_{o_2}$ , así como los respectivos valores que toma  $|s(1,1)|$  (dB) para los distintos valores de R.

#### 4.2.2.3. Altura del lazo

Como se ha dicho en el apartado anterior, al tener dos valores de R para los cuales se obtienen niveles de adaptación bastante buenos (uno de ellos por los valores que alcanza  $|s(1,1)|$  (dB) y el otro por el ancho de banda que proporciona en una de las frecuencias de trabajo) se realizarán dos barridos paramétricos distintos en h para R=19 mm. y R=20 mm. ( $0.126 \lambda_{2GHz}$  y  $0.133 \lambda_{2GHz}$ ). Una vez se tengan los dos barridos se compararán los valores obtenidos en ambos y se procederá a elegir cuál de los valores de R y de h son los más adecuados para el objetivo del proyecto.

##### A) Barrido paramétrico sobre h con R=19 mm.

En este primer subapartado se realizará el primero de los dos barridos sobre h anunciados anteriormente, concretamente el que tiene como radio del lazo R = 19mm.



**Fig 4.2.47:**  $|s(1,1)|$  (dB) en diseño de lazo magnético sobre plano *dogbone* para varios valores de h con R = 19mm. ( $0.126 \lambda_{2GHz}$ ) Se ha aplicado un zoom entre 1.5 y 3 GHz. para apreciar mejor los detalles de las curvas.

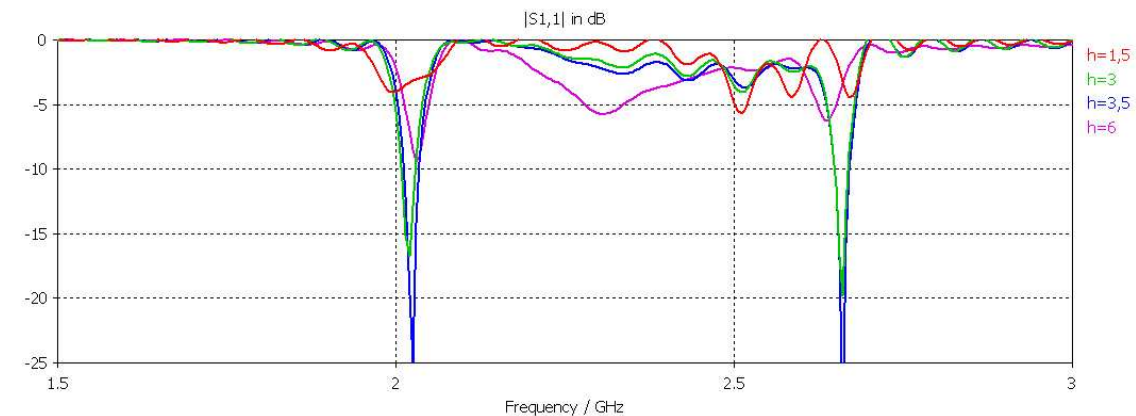
Como se observa en la **Fig.4.2.47** los resultados obtenidos varían bastante con el valor que parámetro h tome. Se aprecia como hay uno de los casos, h = 6 mm., que se aleja de la línea de comportamiento marcada por los otros tres casos, con un valor de  $f_{o2}$  bastante diferente de los observados en los demás valores de h. Los valores obtenidos para  $f_{o1}$  en ese caso en concreto superan los -5 dB (cuando el máximo admisible está fijado en -10 dB), por tanto este de todos los valores observados el peor posible, tanto por suponer un aumento en dimensiones de la antena, como por además obtener el peor nivel de adaptación en conjunto. También puede verse que hay un valor de h para el cual el resultado es mejor que el correspondiente a la configuración “por defecto” (esto es, h = 3 mm. o  $0.02 \lambda_{2GHz}$ ), obteniendo valores de adaptación mejores cercanos a los -25 dB de pérdidas de retorno y manteniendo prácticamente constante el ancho de banda obtenido en esta. Por tanto, el valor de h escogido para el lazo magnético con R = 19 mm. será h = 2.5 mm ( $0.016 \lambda_{2GHz}$ ). A continuación en la **Tabla 4.2.6** se detallan los valores de las curvas observadas en la **Fig.4.2.47**.

h	$f_{o_1}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_1}}$ (dB)	$f_{o_2}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_2}}$ (dB)
1.5 mm. ( $0.010\lambda_{2GHz}$ )	1.97	-9.99 dB	2.47	-14.07 dB
2.5 mm. ( $0.017\lambda_{2GHz}$ )	1.99	-25 dB	2.46	-15.3 dB
3 mm. ( $0.020\lambda_{2GHz}$ )	1.99	-16.17 dB	2.47	-14 dB
6 mm. ( $0.040\lambda_{2GHz}$ )	2	-4.68 dB	2.6	-24.2 dB

**Tabla 4.2.6:** Valores que toma  $|s(1,1)|$  y las frecuencias de trabajo  $f_{o_1}$  y  $f_{o_2}$  para varios valores de la altura del lazo sobre el plano de masa (h) con R = 19 mm.

### B) Barrido paramétrico sobre h con R=20 mm.

En segundo lugar aquí se presentan, de la misma forma que en el subapartado anterior, los valores obtenidos de  $|s(1,1)|$  (dB), esta vez para R = 20mm. ( $0.133\lambda_{2GHz}$ ).



**Fig 4.2.48:**  $|s(1,1)|$  (dB) en diseño de lazo magnético sobre plano *dogbone* para varios valores de h con R = 20mm. ( $0.133\lambda_{2GHz}$ ) Se ha aplicado un zoom entre 1.5 y 3 GHz. para apreciar mejor los detalles de las curvas.

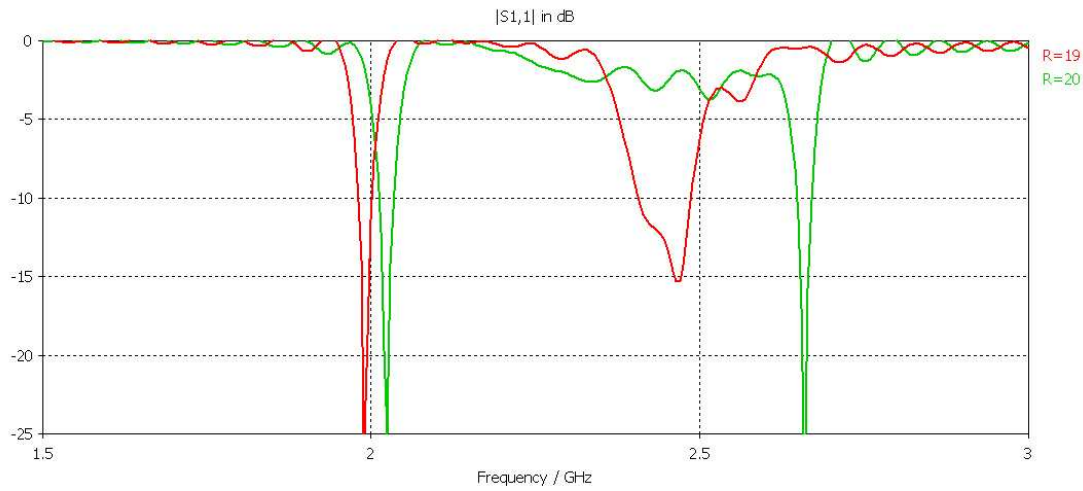
En la gráfica correspondiente a la **Fig.4.2.48** se puede apreciar a primera vista, cómo hay dos de los cuatro valores presentados ( $h = 1.5$  mm. y  $h = 6$  mm.,  $0.01\lambda_{2GHz}$  y  $0.04\lambda_{2GHz}$ , respectivamente) que no cumplen las mínimas exigencias impuestas en relación al nivel de adaptación de necesario, ya que sus mínimos están en todo momento por encima de -10 dB. De los dos valores de h restantes, ambos consiguen unos resultados muy similares, que son algo mejores en  $h = 3.5$  mm ( $0.23\lambda_{2GHz}$ ). Ya que la diferencia, en términos de tamaño, entre 3 y 3.5mm. es mínima, se optará por este último ya que los resultados conseguidos son sensiblemente mejores. En la **Tabla 4.2.7** se muestran los valores de  $f_{o_1}$ ,  $f_{o_2}$  y los respectivos de  $|s(1,1)|$  (dB) para cada valor de h.

h (mm)	$f_{o_1}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_1}}$ (dB)	$f_{o_2}$ (GHz)	$ s(1,1) _{f_{o_2}}$ (dB)
1.5 mm. ( $0.126\lambda_{2GHz}$ )	1.99	-4.04 dB	2.51	-5.69 dB
3 mm. ( $0.126\lambda_{2GHz}$ )	2.02	-16.73 dB	2.66	-19.84 dB
3.5 mm. ( $0.126\lambda_{2GHz}$ )	2.02	-25.24 dB	2.66	-27.52 dB
6 mm. ( $0.126\lambda_{2GHz}$ )	2.03	-9.42 dB	2.64	-6.27 dB

**Tabla 4.2.7:** Valores que toma  $|s(1,1)|$  y las frecuencias de trabajo  $f_{o_1}$  y  $f_{o_2}$  para varios valores de la altura del lazo sobre el plano de masa (h) con R = 20mm.

Viendo las curvas del  $|s(1,1)|$  obtenidas con ambos radios del lazo, las conclusiones que se pueden sacar son muy similares a las que se obtuvieron en un primer momento. Si se escoge R = 20mm. se dispone de unos mejores de niveles de adaptación, y si se escoge

$R = 19$  mm. no se tiene un nivel tan bueno de adaptación, aunque no por ello malo, pero a cambio se obtiene un ancho de banda bastante mayor alrededor de  $f_{o_2}$ . En la **Fig.4.2.49** se ve una comparación gráfica entre las mejores curvas obtenidas para cada radio.



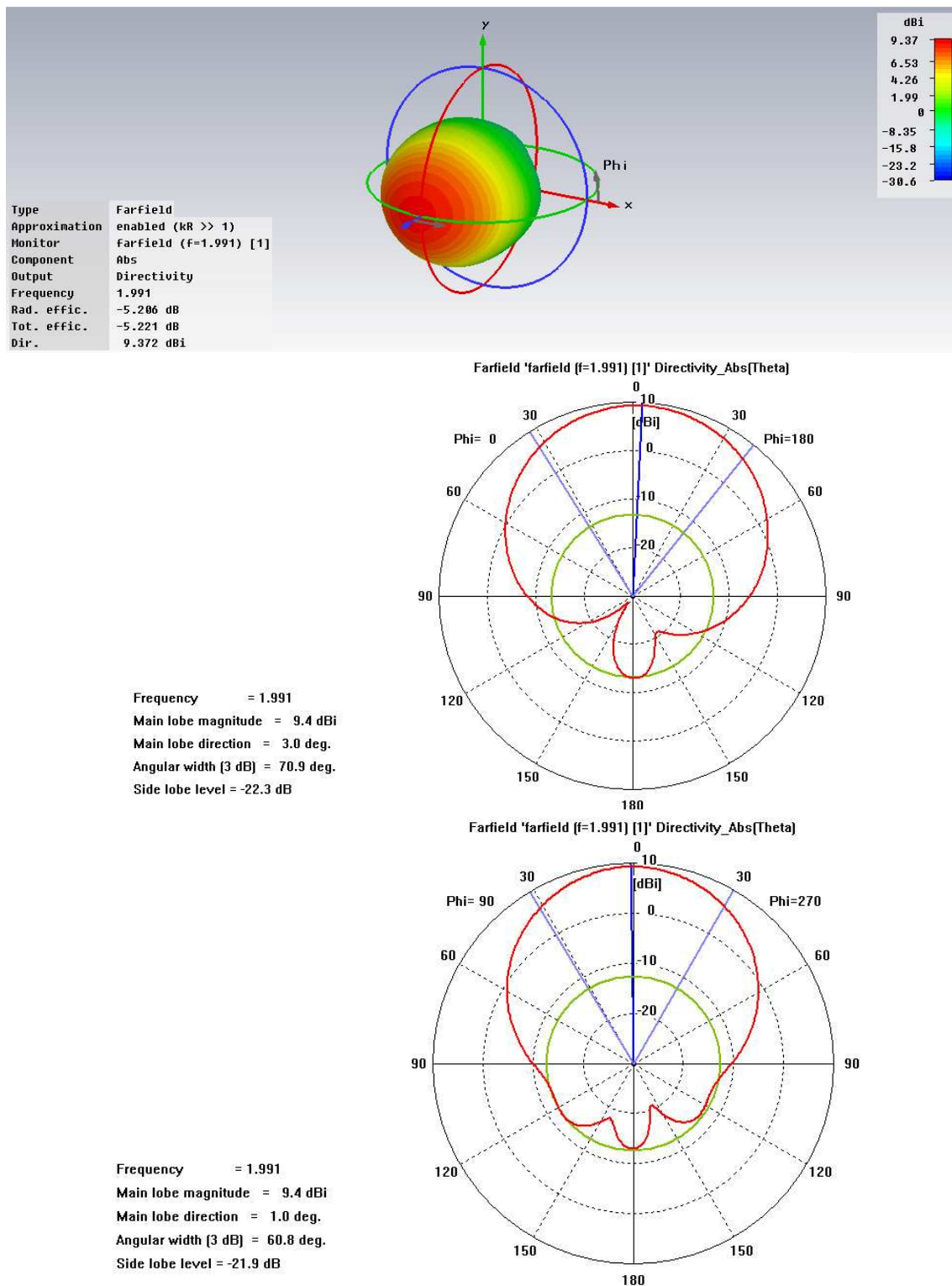
**Fig 4.2.49:** Comparación del  $|s(1,1)|$  (dB) con lazo pequeño sobre plano *dogbone* con  $R = 19$  mm. y  $h = 2.5$  mm. (rojo) y  $R = 20$  mm. y  $h = 3.5$  mm. (verde). Se ha aplicado un zoom entre 1.5 y 3 GHz. para apreciar mejor los detalles.

Como se ve en esta figura, aparte de la diferencia existente entre ambos casos en el nivel de adaptación y el ancho de banda encontrados en  $f_{o_2}$ , también hay una diferencia significativa en la frecuencia de trabajo en sí, ya que para  $R = 19$  mm. (rojo) está ubicada en 2.47 GHz. y en el otro caso en 2.66 GHz., lo que supone una diferencia de casi 200 MHz. entre las dos. Esa diferencia aparece también para  $f_{o_1}$ , pero en mucha menor medida, ya que la diferencia es de apenas 30 MHz. en este caso.

Puesto que la adaptación conseguida en el caso correspondiente a  $R = 19$  mm. ( $0.126 \lambda_{2GHz}$ ) es, aunque menor que la obtenida en el otro caso, correcta y además es mejor que ésta en el ancho de banda conseguido en torno a  $f_{o_2}$  (80 MHz. frente a 20 MHz., 3.2% frente a 1%) y ligeramente en las dimensiones totales de la antena (el lazo se encuentra 1 mm. más cerca del plano de masa), se escogerá esta opción como la mejor para este tipo de diseño.

#### 4.2.2.4. Diagramas de radiación

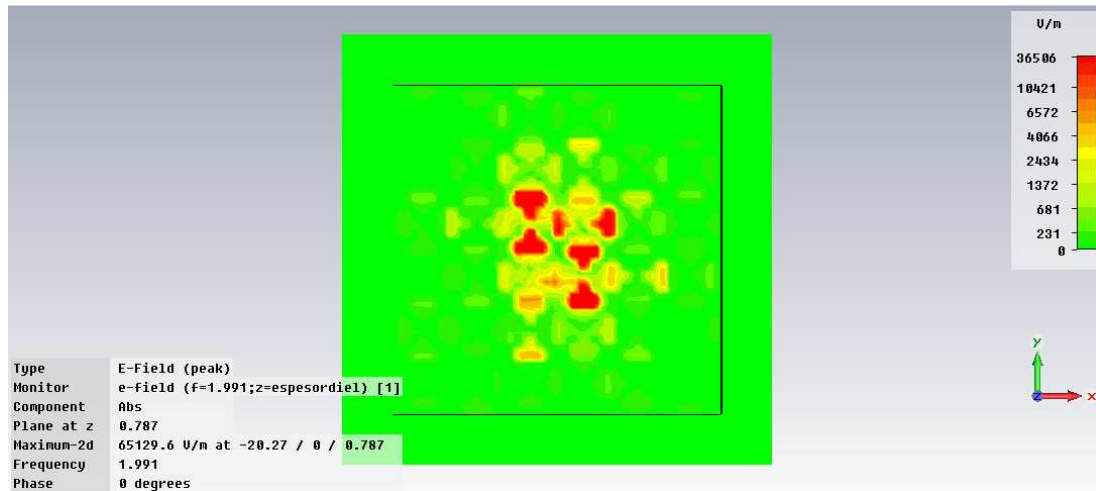
Como se ha visto en el apartado anterior, la antena diseñada utilizando el lazo de manera conjunta con el plano *dogbone* genera unos resultados bastante buenos, en lo que a la adaptación se refiere. Aún así, para caracterizar de forma completa el funcionamiento de la antena y poder generar una opinión fundada sobre su comportamiento, se hace necesario evaluar los diagramas de radiación a los que da lugar este diseño. Por ello a continuación se muestran los diagramas de radiación y el campo eléctrico en la superficie del plano de masa para cada una de las frecuencias de trabajo de la estructura. El primero de ellos dará una idea fidedigna de en qué direcciones y con qué intensidad radia la antena construida, y el segundo de ellos servirá para observar qué partes del plano de masa son más importantes y activas, electromagnéticamente hablando.



**Fig 4.2.50:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño de lazo con  $R = 19\text{mm}$ . ( $0.126 \lambda_{2\text{GHz}}$ ) sobre plano de *dogbones* para  $f_{o1} = 1.991\text{ GHz}$ .

El comportamiento que se observa en la **Fig.4.2.50**, correspondiente a  $f_{o1} = 1.991\text{ GHz}$ , corrobora los buenos resultados observados en este mismo diseño en el momento de analizar la adaptación del sistema. El diagrama representa con casi total fidelidad las características buscadas en él. La antena radia en muy poca medida hacia la parte trasera del plano (Z negativas). Prueba de ello son los menos -20 dB de SLL observados en los dos cortes realizados

sobre el diagrama correspondientes a  $\phi = 0^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$ . También se puede observar cómo la antena es prácticamente omnidireccional, tanto en elevación si se excluye la zona trasera del plano de masa, como en acimut, donde se puede apreciar de forma intuitiva en el diagrama en 3D como la antena radia de manera prácticamente idéntica en todas las direcciones [ $\phi=0^\circ - \phi=360^\circ$ ]. Este diagrama de radiación es muy distinto del que se podría esperar, ya que como se sabe, un lazo emplazado en la posición que tiene el presente supuestamente no radia en el eje Z, donde el conjunto tiene su máximo. Por tanto esto sugiere que es posible que el elemento radiante más importante no sea el lazo si no el plano de masa en sí.



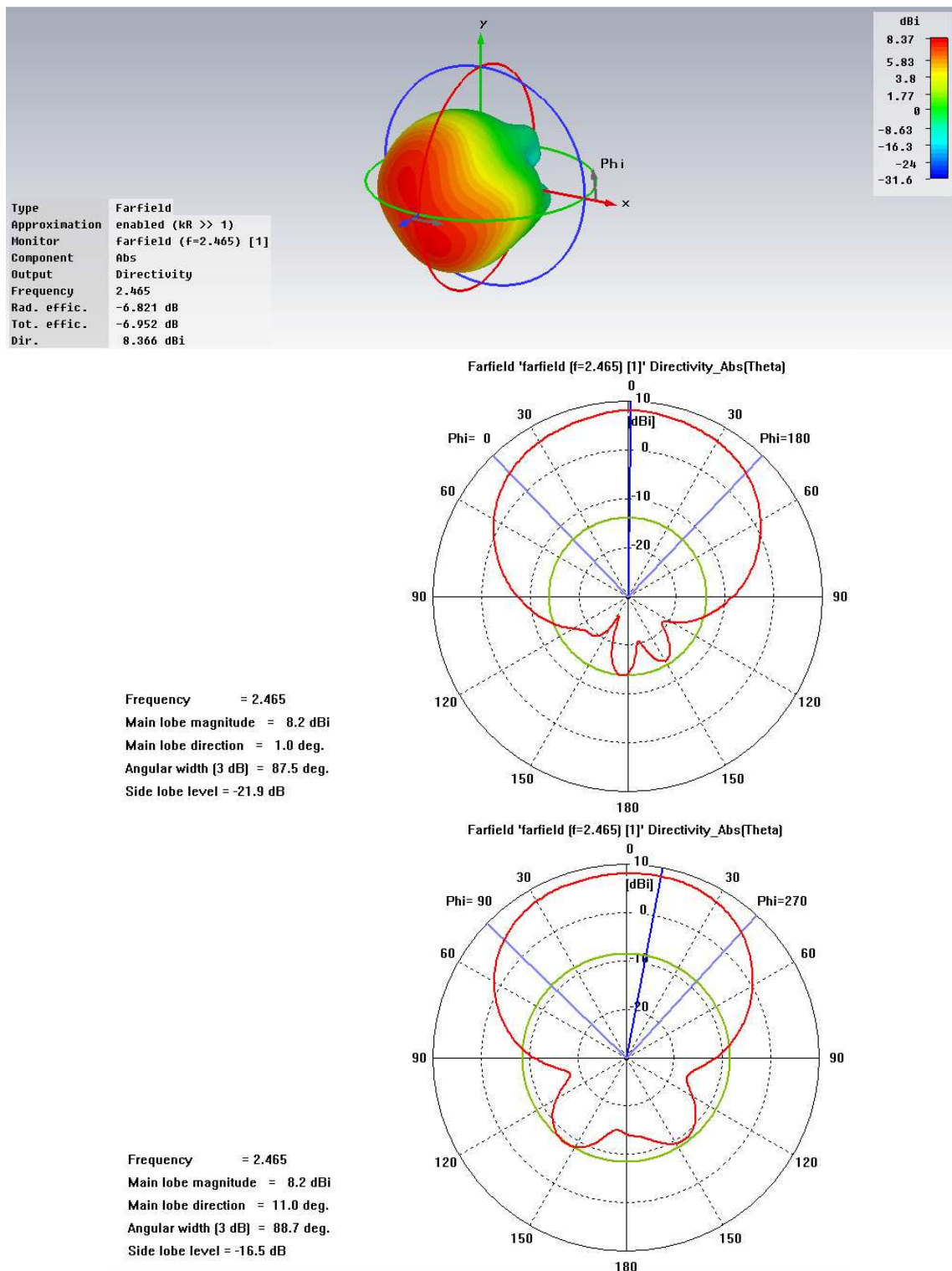
**Fig 4.2.51:** Representación del campo E en  $z = S$  para el diseño de lazo con  $R = 19\text{mm}$ . ( $0.126 \lambda_{2\text{GHz}}$ ) sobre plano de *dogbones* para  $f_{o1} = 1.991\text{ GHz}$ .

En la **Fig.4.2.51** se muestra la excitación del campo E en la superficie del plano de masa, esto es  $z = S$ . Como cabía esperar, la zona que presenta unos valores mayores de campo eléctrico es precisamente la que se encuentra situada inmediatamente debajo del lugar en el que se sitúa el lazo. También se puede ver cómo el nivel de campo se distribuye de forma más o menos simétrica respecto al origen en el plano XY (quizá debido en gran parte al diagrama de radiación propio del lazo magnético, simétrico en revolución en el plano XY), siendo más intenso en el centro del diseño y perdiendo fuerza de forma gradual al alejarse de éste.

A continuación se procederá a realizar el mismo procedimiento realizado en  $f_{o1}$ , pero en esta ocasión sobre  $f_{o2}$  para poder obtener una imagen general del comportamiento que ofrece el diseño analizado y observar de forma verídica las posibilidades de una antena diseñada utilizando un lazo magnético en lugar de un dipolo. Esto puede ayudar en el futuro desarrollo de diseños alternativos a los aquí presentados.

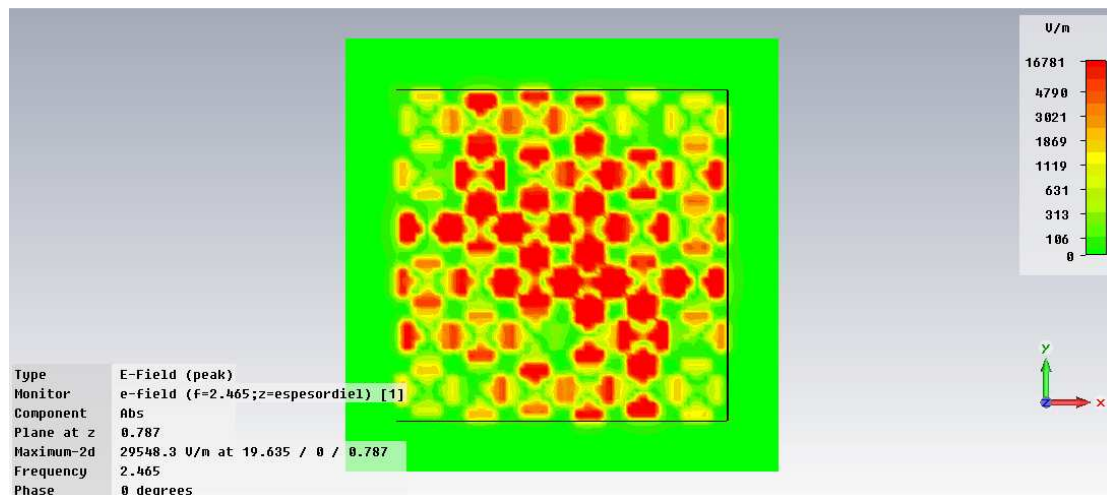
En este caso, tal y como puede verse en la **Fig.4.2.52** se mantienen en gran parte las características encontradas en la otra frecuencia de trabajo, aunque empeora un poco sobre todo en el hecho de que ahora hay más cantidad de radiación que escapa hacia la parte trasera del plano de masa, algo que se intenta evitar. La dirección de máxima directividad se aparta un poco de la dirección broadside en el corte  $\phi = 90^\circ$ , aunque esto no resulta de mucha importancia ya que la alta directividad no es uno de los objetivos buscados, es más el tipo de diagrama buscado es más homogéneo, distribuido uniformemente en la parte delantera del plano de masa (Z positivos).





**Fig 4.2.52:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño de lazo con  $R = 19\text{mm}$ . ( $0.126 \lambda_{2\text{GHz}}$ ) sobre plano de *dogbones* para  $f_{o2}=2.465\text{ GHz}$ .

En la **Fig.4.2.53**, que representa la excitación del campo E en la superficie de la superficie AMC se encuentra mucho más uniformemente distribuida por toda la superficie del plano de masa. Aún así, puede seguir apreciándose, aunque de forma más leve que en  $f_{o1}$ , cómo en el centro del plano la intensidad de la excitación es ligeramente superior a lo que lo es en los bordes.



**Fig 4.2.53:** Representación del campo E en  $z = S$  para el diseño de lazo con  $R = 19\text{mm}$ . ( $0.126 \lambda_{2\text{GHz}}$ ) sobre plano de *dogbones* para  $f_{0z} = 2.465\text{ GHz}$ .

Presentar una alternativa que ofrece un buen funcionamiento al dipolo o monopolo demuestra que las estructuras del tipo *dogbone* presentan relativa versatilidad a la hora de elegir a qué tipo de antena puede ser asociada. Esto también resulta de interés para futuras líneas de desarrollo, en las que se pueda implementar un modelo basado en un plano de masa de tipo con estructuras periódicas de tipo *dogbone* utilizando un lazo magnético. Resulta especialmente curioso lo comentado antes acerca del diagrama de radiación del lazo que presenta su nulo en el eje Z y su coincidencia con el máximo del conjunto plano-antena, que sugiere que posiblemente el principal elemento radiante del diseño sea el plano de masa en contra de lo pensado inicialmente.

Lamentablemente, en este proyecto no se realizará ninguna medida real utilizando este modelo ya que, se plantea un problema en torno a la alimentación del lazo, muy similar al encontrado en el dipolo, que es difícil de solucionar con los medios disponibles sobre la tecnología que se está utilizando. Este problema es, básicamente, encontrar una estructura más o menos sencilla, que provea de la tensión necesaria para radiar al lazo. Puesto que se necesitan dos terminaciones para conectar el mismo y además éste requiere encontrarse fijo respecto del plano, la solución de fijarlo a éste último puede suponer una alteración importante en el comportamiento total del sistema.

#### 4.2.3. Estudio del monopolo

A lo largo de los anteriores apartados ha quedado demostrado que es perfectamente posible lograr diseñar antenas que cumplan la condición de bajo perfil y funcionen en dos bandas distintas a partir de un dipolo o un lazo y un plano de masa artificial AMC formado por estructuras *dogbone*. No obstante, para dar completa fiabilidad a los datos y conclusiones aportados durante el resto del proyecto es necesario constatar que el comportamiento obtenido de la antena en las simulaciones mediante el software de diseño y simulación *CST Microwave Studio 2009* se reproduce (en mayor o menor medida) sobre un modelo físico, dado que, el objetivo final del diseño de cualquier antena es la posibilidad de utilizarlo en una aplicación práctica.



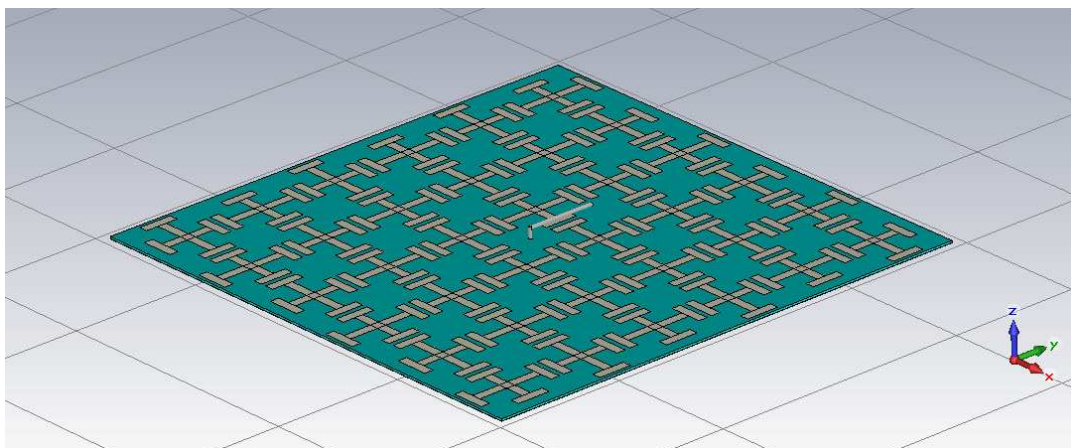
El objetivo en este apartado concreto es obtener un modelo construible y realizar simulaciones sobre él, para posteriormente, una vez construido el prototipo físico, poder establecer una comparación entre éste y el modelo simulado. Esto será de gran utilidad para buscar potenciales aplicaciones para este tipo de antena.

Hasta este punto, los diseños que se han ido presentando utilizaban como antena de hilo un dipolo y un lazo, debido a la sencillez del diseño de estos. Esta solución tiene una desventaja referente a la construcción física de la antena. Dado que en el prototipo la antena tiene que mantener su posición fija respecto al plano *dogbone*, es necesario establecer una sujeción de la antena de hilo con el plano de masa. Esta sujeción aplicada a un dipolo conlleva en el caso concreto de estos planos una complejidad considerable y una posible pérdida de eficiencia, tanto en niveles de adaptación como en la apariencia que muestre el diagrama de radiación.

Por tanto, en este apartado se realizarán pruebas con un diseño muy parecido a los anteriores, con la única diferencia de que en este caso no se tendrá como antena de hilo un dipolo o un lazo como hasta ahora, sino un monopolo. Aprovechando este cambio también se dotará a este monopolo de sujeción con el plano de masa, y de una vía de alimentación. Esta última se llevará a cabo a través de una línea coaxial que estará conectada con el diseño mediante un conector de tipo SMA. Este conector está simulado dentro del siguiente modelo y diseñado de tal forma que a su entrada desde la línea de alimentación se vean 50 ohmios ( $\Omega$ ) de impedancia.

#### 4.2.3.1. Caracterización del monopolo

A continuación, en la **Fig.4.2.54**, se puede observar una vista en perspectiva del modelo sobre el cual se pretende realizar el prototipo en caso de que los resultados obtenidos en las simulaciones sean buenos.

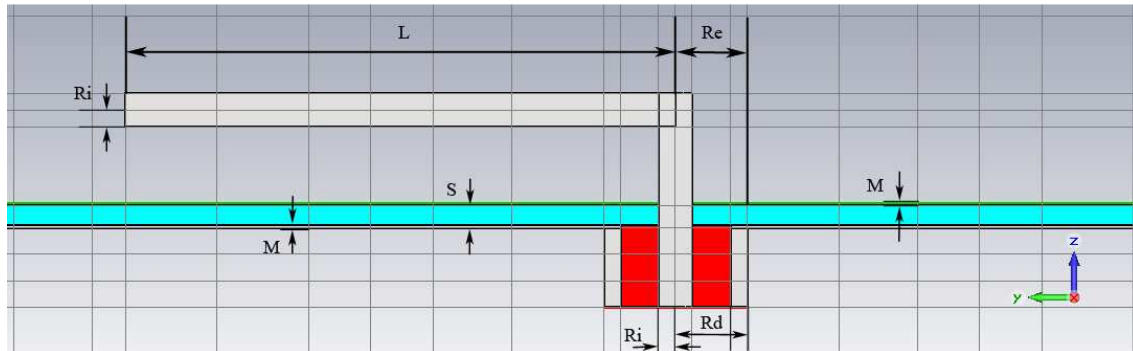


**Fig 4.2.54:** Vista en perspectiva del diseño de la antena, utilizando en este caso como antena de hilo un monopolo.

Las pruebas, a fin de concretar un pequeño conjunto de posibles diseños, utilizarán únicamente dos tamaños del plano de masa: el de cuatro y el de seis celdas unitarias *dogbone* de lado. El motivo de la elección de estos dos casos ha sido principalmente el equilibrio que

ofrecen entre un tamaño moderado y unos buenos resultados tanto en adaptación como en el diagrama de radiación.

En el corte transversal que se ve en la **Fig.4.55** puede apreciarse un mejor detalle del diseño que se ha realizado tanto en la sujeción del monopolo al plano de masa, como de la recreación del conector SMA.



**Fig 4.2.55:** Corte transversal del diseño que muestra el detalle de cómo se ha insertado el monopolo en la superficie *dogbone* y el conector SMA que sirve de vía de alimentación al conjunto.

Los parámetros observables en la **Fig.4.55** tienen los siguientes valores:

Parámetro	Descripción	Valor
S	Espesor del sustrato dieléctrico	Variable
M	Grosor de las metalizaciones del plano de masa	0.035mm.(0.0002 $\lambda_{2GHz}$ )
L	Longitud del monopolo	Por determinar
$R_i$	Radio del monopolo e interior del conector SMA	0.635mm.(0.004 $\lambda_{2GHz}$ )
$R_d$	Radio intermedio del conector SMA	2.1 mm.(0.014 $\lambda_{2GHz}$ )
$R_e$	Radio externo del conector SMA	2.735 mm.(0.018 $\lambda_{2GHz}$ )

**Tabla 4.2.8:** Valores de los parámetros representados en la figura correspondiente al corte lateral del diseño.

Siguiendo esta idea de ir concretando unos pocos diseños, los sustratos de la superficie AMC con los que se trabajará en este apartado son dos de los más utilizados, disponibles en el catálogo de sustratos del que dispone el laboratorio. En los dos casos se trata de sustratos más bien rígidos, que permiten la posibilidad de fotografiar una de sus caras (en este caso sobre la que irán los *dogbone*). En concreto los materiales que se van utilizar son los siguientes:

- **DUROID 5880:** Sustrato rígido con una cara fotosensible para realizar fotograbado y la otra consistente en un plano de masa metálico.
  - **Permitividad eléctrica relativa:**  $\epsilon_r = 2.2$ .
  - **Espesores del sustrato:** 0.787 y 1.5 milímetros.
- **25N:** Sustrato rígido con una cara fotosensible para realizar fotograbado y la otra consistente en un plano de masa metálico.
  - **Permitividad eléctrica relativa:**  $\epsilon_r = 3.38$ .
  - **Espesores del sustrato:** 1.5 milímetros.

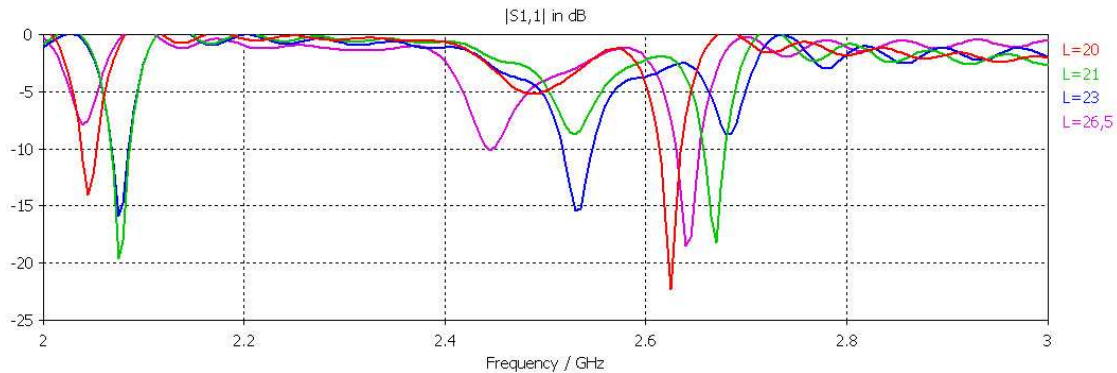
Se realizarán, por tanto, simulaciones sobre los dos posibles espesores que presenta el DUROID 5880 y sobre el 25N. A sí mismo, cada uno de estos casos quedará subdividido en dos, correspondientes a los dos tamaños posibles del plano de masa (cuatro y seis celdas unitarias de lado, respectivamente).

#### 4.2.3.2. Longitud del monopolo

En primer lugar, antes de nada, es conveniente buscar una longitud óptima para el monopolo ya que debido a las diferencias en primer lugar entre el comportamiento de este y el del dipolo, y en segundo lugar de la existencia de la sujeción al plano de masa; no es posible afirmar que todos los valores de los parámetros utilizados anteriormente sean válidos en esta nueva situación. Para esta búsqueda los parámetros utilizados en la simulación han sido los mismos que los utilizados en los últimos capítulos:

Parámetro	Descripción	Valor
S	Espesor del sustrato dieléctrico	0.787mm.(0.005 $\lambda_{2GHz}$ )
A	Ancho de la celda unidad	35mm.(0.233 $\lambda_{2GHz}$ )
B	Alto de la celda unidad	28mm.(0.187 $\lambda_{2GHz}$ )
C	Largo de los extremos de los <i>dogbone</i>	13mm.(0.087 $\lambda_{2GHz}$ )
D	Largo del brazo del <i>dogbone</i> corto	19mm.(0.127 $\lambda_{2GHz}$ )
D'	Largo del brazo del <i>dogbone</i> largo	26mm.(0.173 $\lambda_{2GHz}$ )
E	Ancho de todos los brazos y extremos de los <i>dogbone</i>	3.5mm.(0.023 $\lambda_{2GHz}$ )
h	Altura del monopolo sobre el plano de masa	3mm.(0.020 $\lambda_{2GHz}$ )

**Tabla 4.2.9:** Valores de los parámetros de la estructura *dogbone* que utilizarán en la búsqueda de la longitud óptima del monopolo.



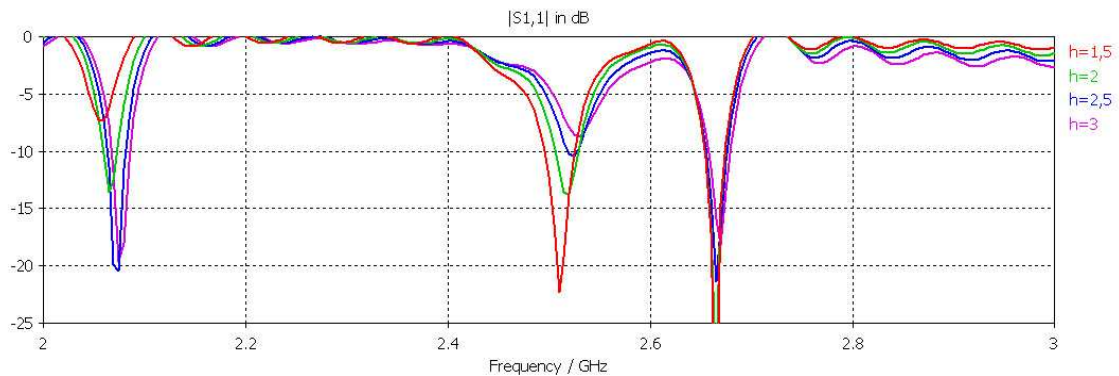
**Fig 4.2.56:**  $|S_{1,1}|$  (dB) del diseño con distintas longitudes del monopolo (L). Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz. para una mejor apreciación de los detalles.

Tal como puede observarse en la **Fig.4.2.56**, la longitud óptima que se obtiene no es la que en un principio cabría esperar, esto es, la mitad de la longitud del dipolo utilizado anteriormente.

También se puede apreciar en esta misma figura cómo, de los valores de L probados, el que mejor comportamiento ofrece es el correspondiente a L=21 mm. (0.14  $\lambda_{2GHz}$ ). El escogido será este porque es el que presenta un comportamiento más igualado en las dos frecuencias de trabajo. Aún así, también se podrían utilizar (en lo referente a niveles de adaptación válidos) dos de las tres opciones restantes que sitúan sus mínimos en las dos frecuencias por debajo de los -10 dB de pérdidas de retorno.

#### 4.2.3.3. Altura del monopolo

En segundo lugar, tras encontrar una longitud apropiada para el monopolo, basándose en el mismo principio que motivo el barrido paramétrico sobre  $L$ , conviene realizar un estudio sobre el efecto de la altura a la que se encuentra el monopolo sobre el plano *dogbone*.



**Fig 4.2.57:**  $|S_{1,1}|$  (dB) del diseño para distintas alturas ( $h$ ) del monopolo sobre el plano *dogbone*. Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz. para una mejor apreciación de los detalles.

Como se observa en la **Fig.4.2.57**, los resultados son bastante buenos para los cuatro casos visibles en la gráfica. El que mejor adaptación presenta es el correspondiente a  $h = 1.5$  mm ( $0.01 \lambda_{2GHz}$ ). Como desventaja tiene que las dos frecuencias de trabajo se encuentran muy próximas entre sí. Dado que el objetivo es desarrollar una antena capaz de trabajar en dos bandas distintas, interesa que las frecuencias de trabajo queden un poco distantes la una de la otra. Por tanto, de entre las tres opciones restantes, las que mejores resultados ofrecen son las que corresponden a  $h = 2.5$  mm. y  $h = 3$  mm., que en ambos casos presentan unos niveles de adaptación muy similares entre sí y entre las dos frecuencias de trabajo. Ya que uno de los objetivos es conseguir una antena lo más pequeña posible (condición de bajo perfil), el valor escogido será el de  $h = 2.5$  mm. ( $0.016 \lambda_{2GHz}$ ).

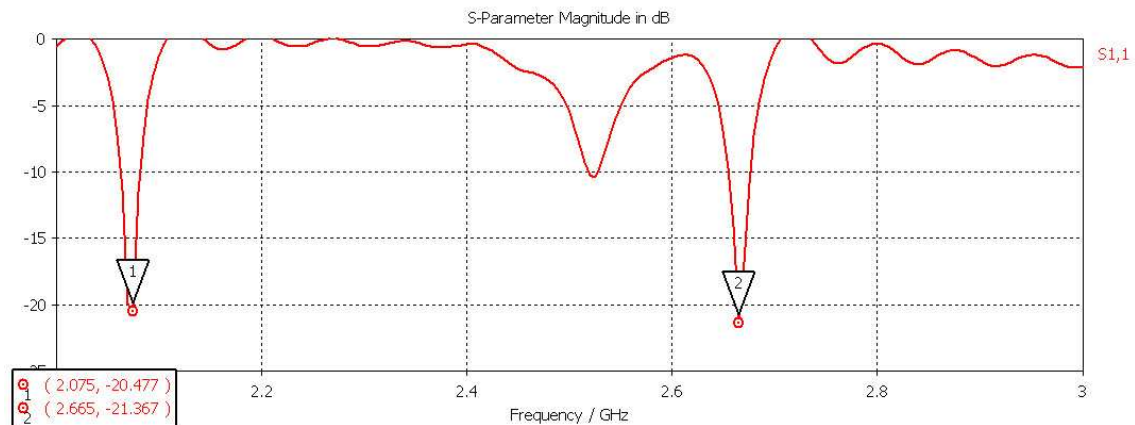
Una vez escogidos la longitud que tendrá el monopolo y la altura de éste sobre el plano *dogbone* el paso siguiente es probar con varios sustratos dieléctricos de los disponibles en el catálogo del laboratorio, para ver con cuál de ellos es más interesante construir el futuro prototipo que servirá para establecer una comparación entre el funcionamiento teórico de la antena en las simulaciones y el funcionamiento real sobre la antena física. Los materiales disponibles que resultan de más interés en este caso son los descritos más arriba: DUROID 5880 y 25N. Para cada uno de los materiales y espesores de éstos disponibles se presentarán los diagramas de radiación, niveles de adaptación y representación del campo eléctrico en la superficie de la estructura *dogbone*, que da una idea bastante precisa de que elementos de plano se encuentran más excitados. Aparte, cada uno de estos casos se analizará con el plano de masa con seis y cuatro estructuras *dogbone* de cada lado, respectivamente.

#### 4.2.3.4. Sustrato DUROID 5880 (S= 0.787 mm.)

##### A) Nivel de adaptación

###### - Seis celdas unitarias de lado:

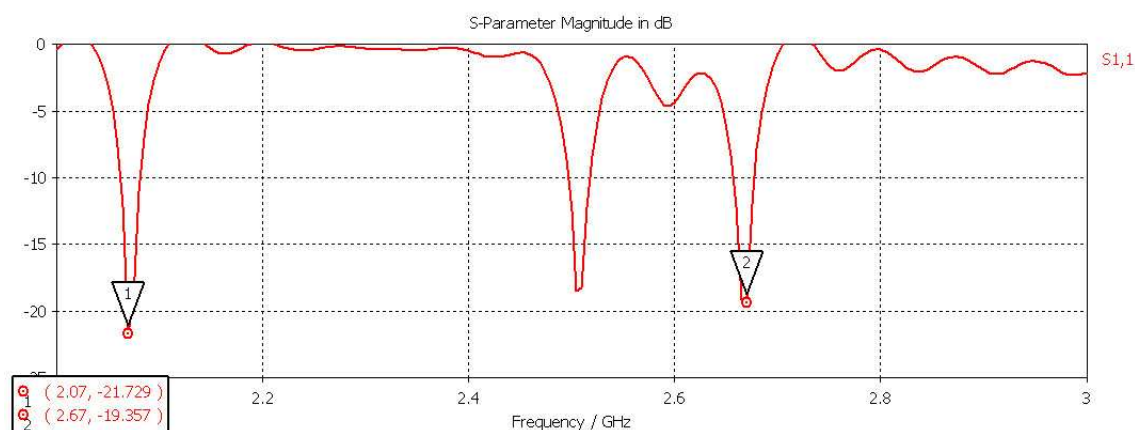
Los resultados observables en la **Fig.4.2.58** indican cómo se consiguen buenos niveles de adaptación, con  $|S(1,1)|$  de valores cercanos a los -20 dB.



**Fig 4.2.58:**  $|S(1,1)|$  para antena utilizando sustrato DUROID 5880 con plano de masa de 6x6 *dogbones* con un espesor de 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ). Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz. para poder apreciar mejor los detalles de la curva.

###### - Cuatro celdas unitarias de lado:

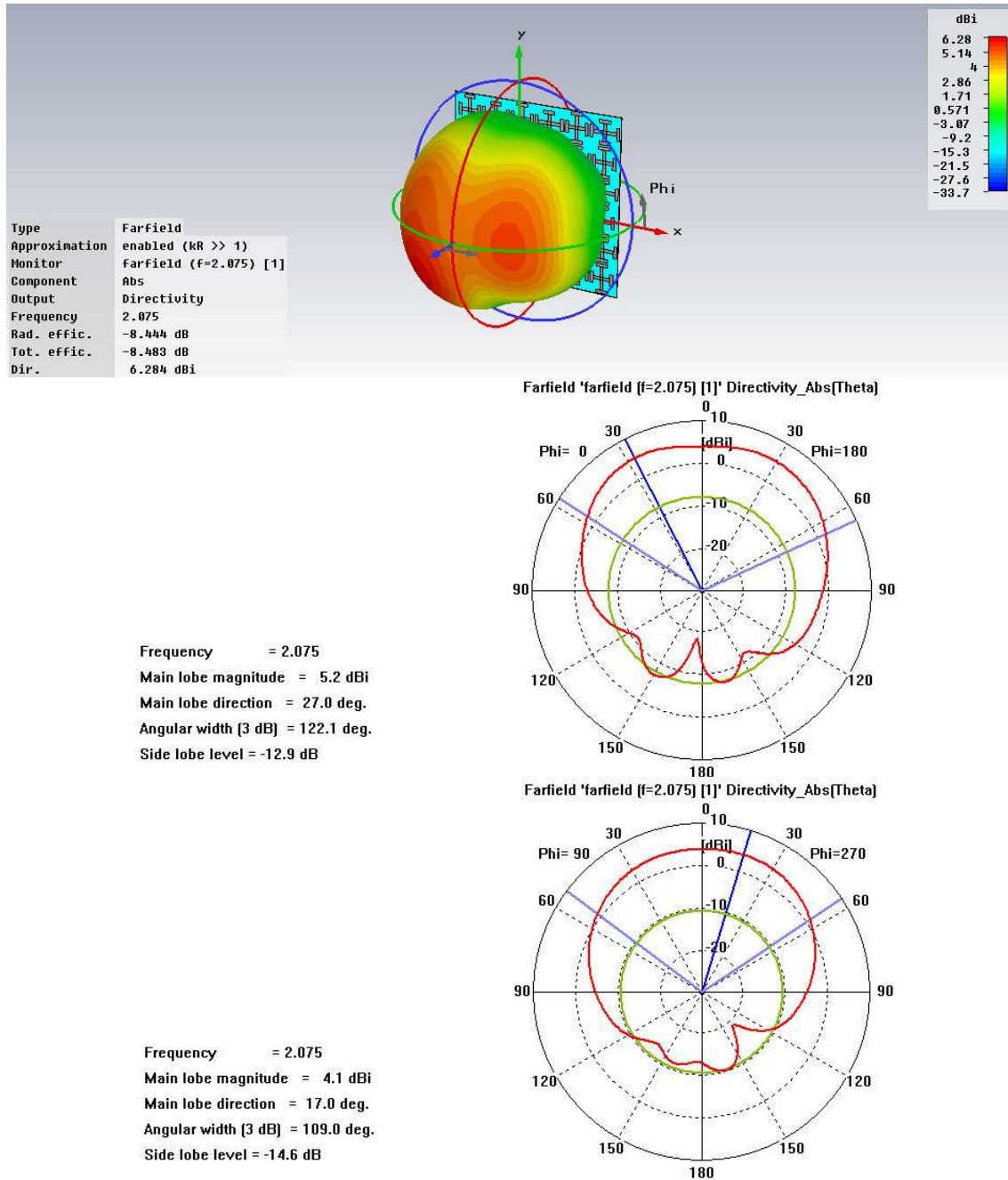
Como se ve en la **Fig.4.2.59**, la adaptación conseguida con el modelo de plano de masa de cuatro celdas unidad de lado no sólo iguala a la conseguida con el modelo mayor si no que además la mejora sutilmente.



**Fig 4.2.59:**  $|S(1,1)|$  para antena utilizando sustrato DUROID 5880 con plano de masa de 4x4 *dogbones* con un espesor de 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ). Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz. para poder apreciar mejor los detalles de la curva.

## B) Diagrama de radiación

- Seis celdas unitarias de lado:

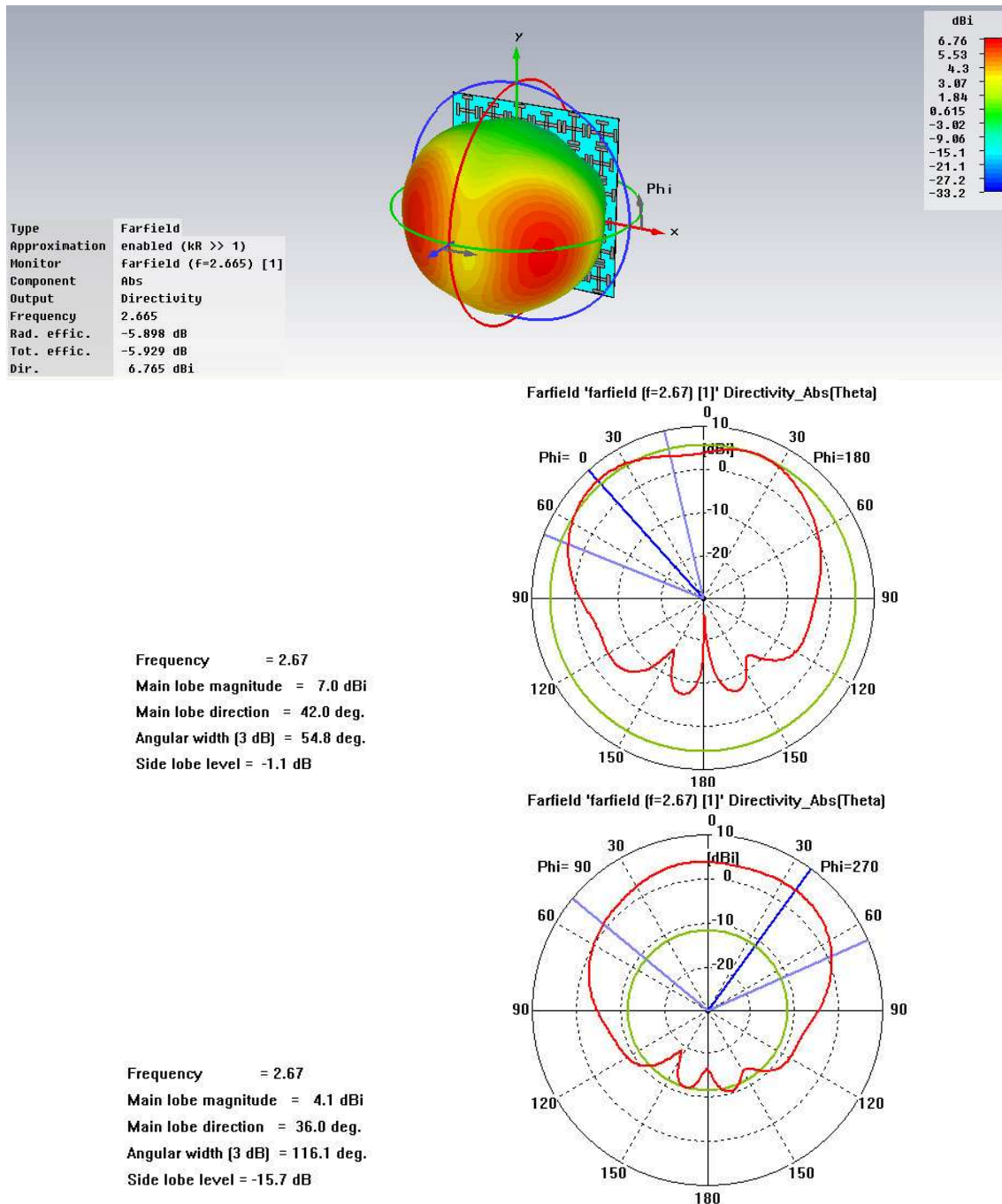


**Fig 4.2.60:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 *dogbones* de lado, en  $f_{o1} = 2.075$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

La **Fig.4.2.60** muestra el diagrama de radiación correspondiente a  $f_{o1} = 2.075$  GHz. Se observa cómo la dirección hacia la que más se radia ha dejado de ser los cero grados que se tenían en los casos anteriores de los dipolos, por lo que la antenna en este caso la antenna no es broadside. La directividad máxima también es menor a la registrada en anteriores casos, donde se movía en torno a los 7 dBi, ahora se tienen 6.24 dBi. Esto hace que la anchura de haz



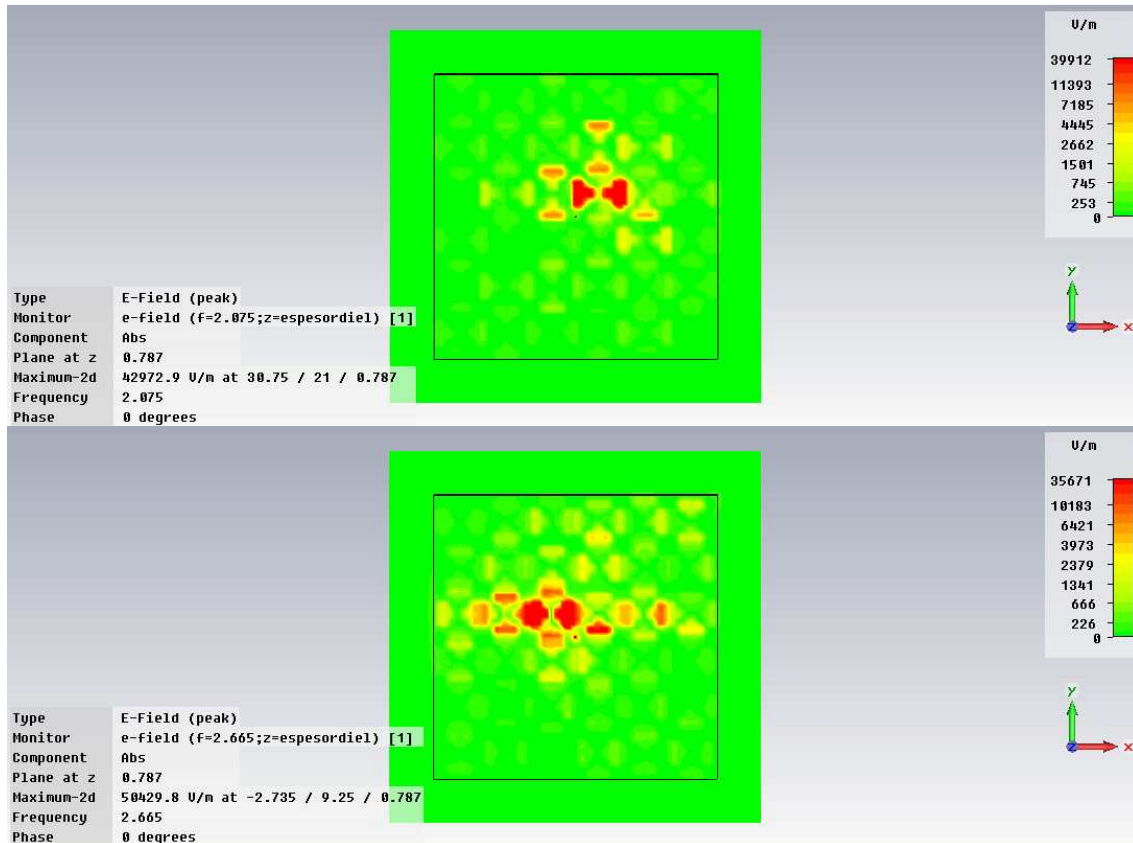
a 3 dB sea mayor de lo normal, de más de 100°. El nivel de lóbulos secundarios es mayor que en los anteriores casos también, pero no son valores demasiado altos. Los niveles de radiación también son sensiblemente mayores en este caso que en los otros dos tipos de antenas utilizados. Este efecto puede estar causado por la estructura mediante la cual el monopolo permanece sujeto al plano de masa, ya que este elemento emite radiación y difiere de los modelos anteriores en que éste perfora el plano de masa mientras los otros no lo hacían.



**Fig 4.2.61:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 *dogbones* de lado, en  $f_{o_1} = 2.67$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

En la **Fig.4.2.61** se muestra el diagrama de radiación correspondiente a  $f_{o_2} = 2.67$  GHz. La forma de este es bastante más irregular que el anterior. La dirección máxima radiación está muy alejada de la dirección broadside, unos 42° para  $\phi = 0^\circ$ . La directividad máxima es de 7 dBi

y 4.1 dBi para  $\phi = 0^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$ , respectivamente; unos valores dentro de lo normal. En  $\phi = 0^\circ$  también se ve que el nivel de lóbulos secundarios es muy alto, de -1.1 dB, algo a primera vista muy malo, aunque si se observa la forma de la gráfica se puede entender que prácticamente este lóbulo secundario puede ser considerado parte del lóbulo principal. La anchura del haz a 3 dB también se ve muy reducida por este efecto.



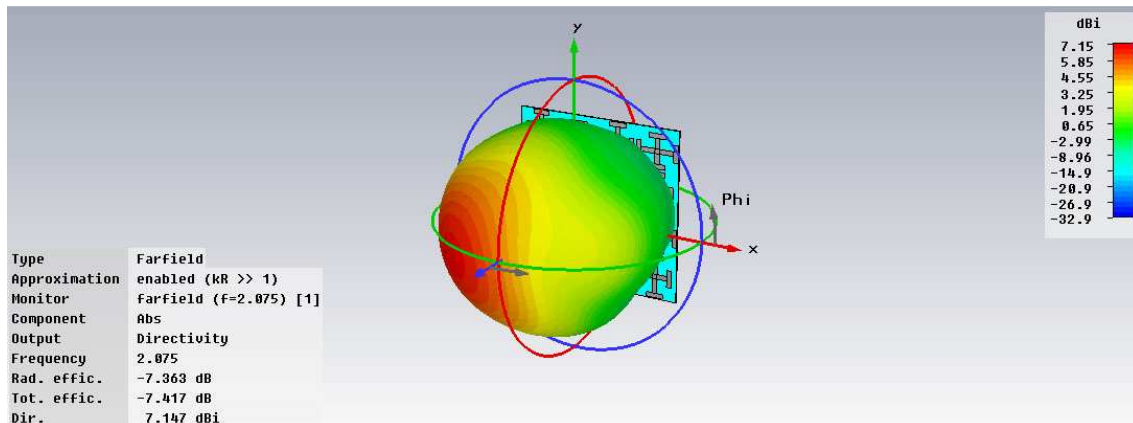
**Fig 4.2.62:** Representación del campo E correspondiente a  $z = S$ ,  $f_{o_1} = 2.075$  GHz. y  $f_{o_2} = 2.67$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm.  $(0.005\lambda_{2GHz})$  de espesor y 6x6 *dogbones*.

La representación del campo E en  $z=S$  de la **Fig.4.2.62** muestra que excitación de las unidades *dogbone* es visible sobre todo en la zona central del plano de masa para ambas frecuencias de trabajo, lo cual es comprensible teniendo en cuenta que es la zona más próxima al monopolo, que es la fuente de radiación original, ya que el plano es un elemento pasivo. Esto quiere decir que estos elementos cercanos al monopolo son los que a priori afectan de manera más determinante al comportamiento que muestra el conjunto completo de la antena y plano *dogbone*.

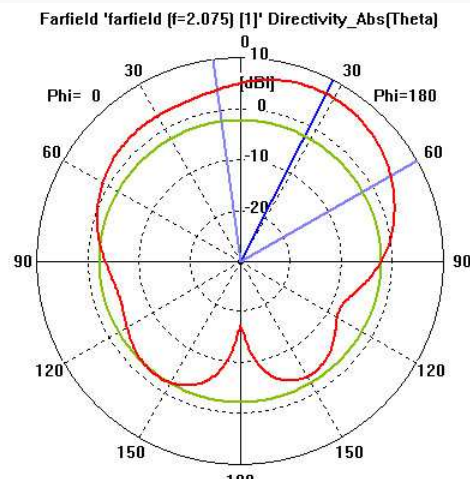
#### - Cuatro celdas unitarias de lado:

En este caso, para la estructura de 4 *dogbones* de lado, la mayor diferencia que se puede observar con respecto al diagrama de radiación para  $f_{o_1}$  de la estructura más grande es que el nivel de los lóbulos secundarios ha aumentado. Esto es debido a que, al ser el plano más pequeño, es más la radiación que se escapa por ángulos superiores a  $\theta = 90^\circ$  y no se refleja en el plano AMC, como sucede en el caso del plano de 6 *dogbones* de lado. La consecuencia directa es un aumento de la radiación trasera que emite la antena a través del plano de masa.

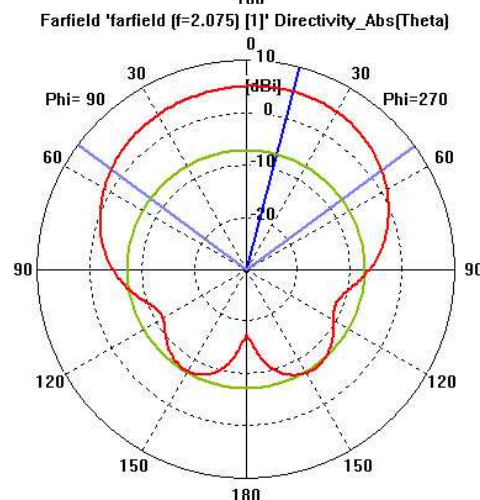




Frequency = 2.075  
 Main lobe magnitude = 7.1 dBi  
 Main lobe direction = 27.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 67.9 deg.  
 Side lobe level = -9.2 dB

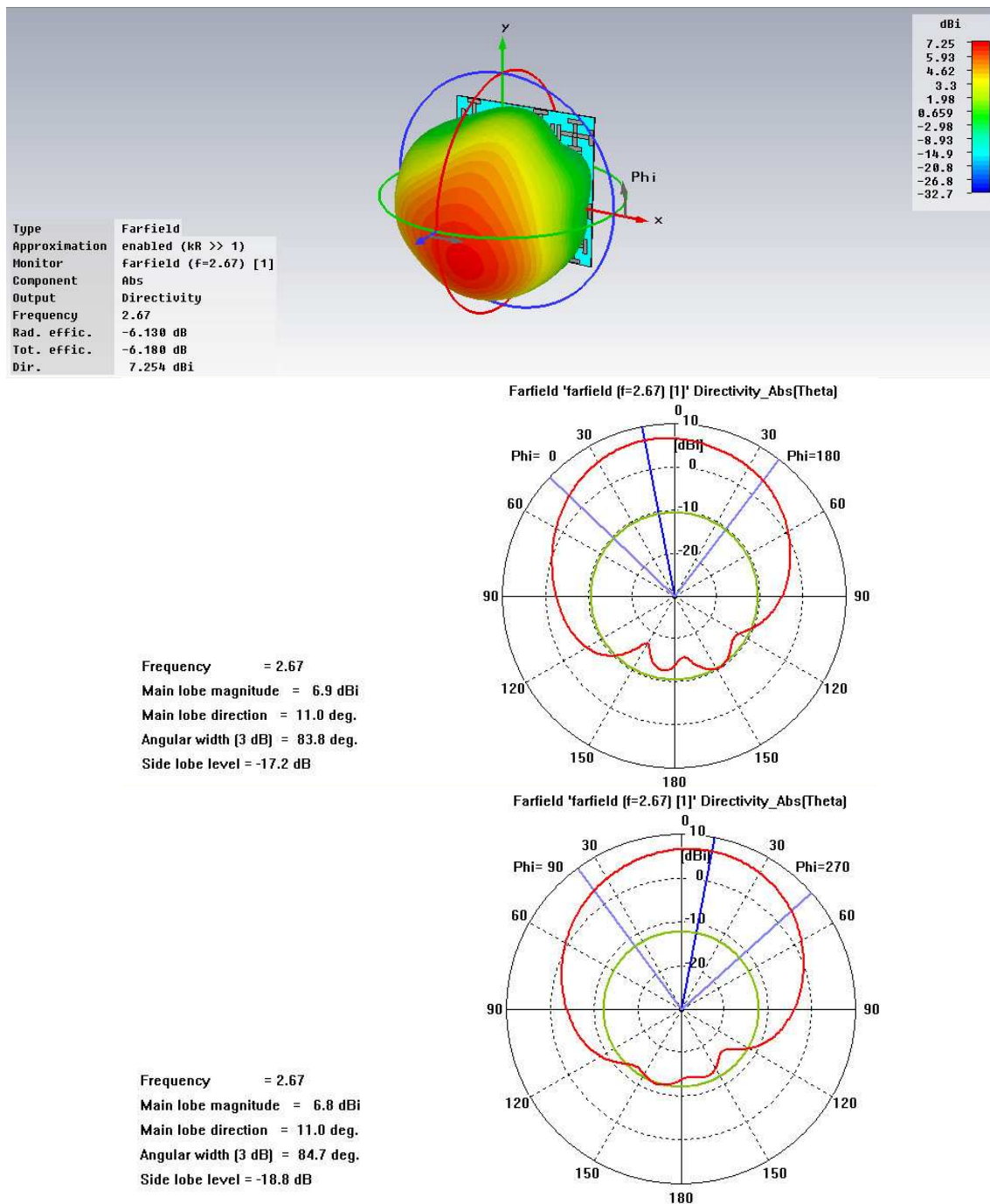


Frequency = 2.075  
 Main lobe magnitude = 5.3 dBi  
 Main lobe direction = 15.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 106.8 deg.  
 Side lobe level = -12.2 dB



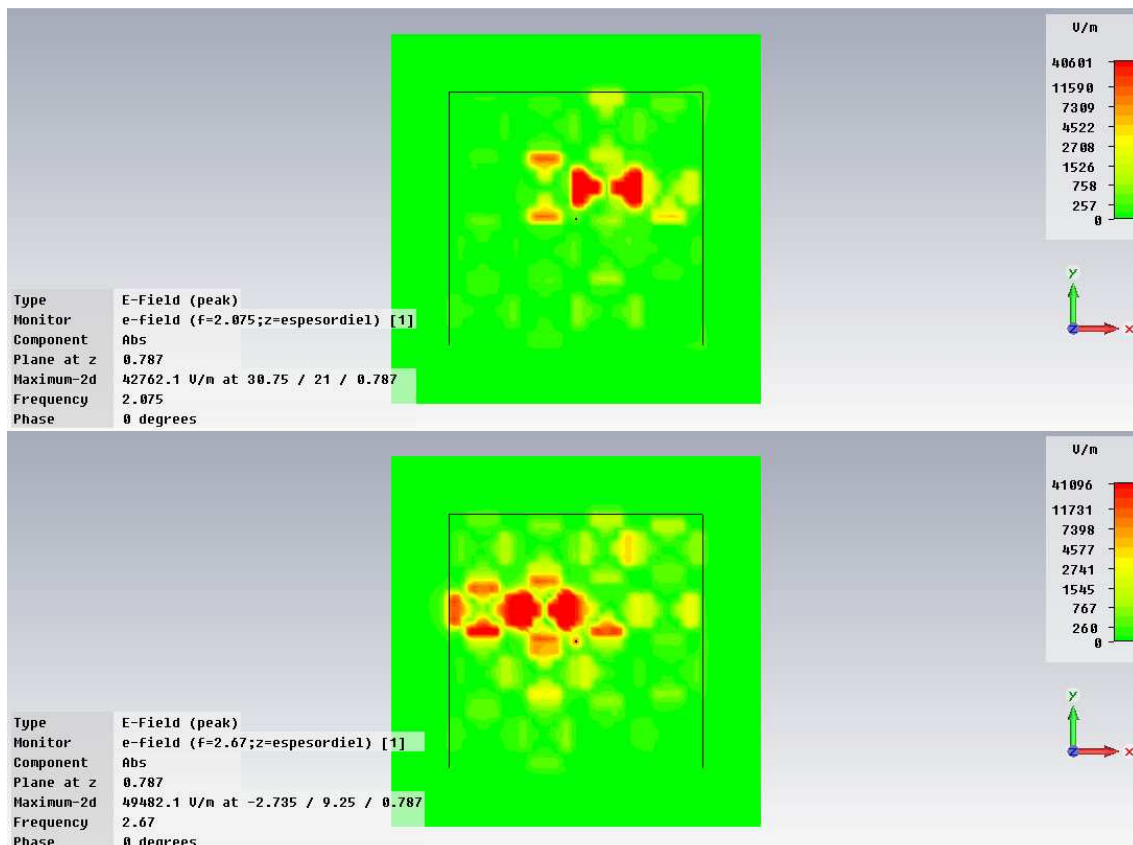
**Fig 4.2.63:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 *dogbones* de lado, en  $f_{01} = 2.075$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

Para  $f_{02}$ , como se ve en la **Fig.4.2.64** y en contraste con lo visto en la anterior figura, los resultados obtenidos son mejores a los obtenidos en el plano mayor. La dirección del lóbulo principal está bastante más próxima a la broadside ( $\theta = 0^\circ$ ), la anchura del haz a 3 dB está dentro de los valores medios y, quizá lo más sorprendente, los niveles de lóbulos secundarios son bastante mejores que los del modelo de 6x6.



**Fig 4.2.64:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 *dogbones* de lado, en  $f_{o_2} = 2.67$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

En la representación del campo E en  $z=S$ , al igual que pasó con el nivel de adaptación, los resultados obtenidos son prácticamente iguales a los del plano mayor, ya que este mantiene las celdas más importantes que definen en su mayoría el comportamiento del conjunto en general. Dicho de otra manera, las celdas que están presentes en el plano de masa de seis por seis *dogbone* y no en el de cuatro por cuatro son las más periféricas del plano de masa, las más alejadas del monopolo, y por tanto también las que menos afectan al comportamiento del diseño.

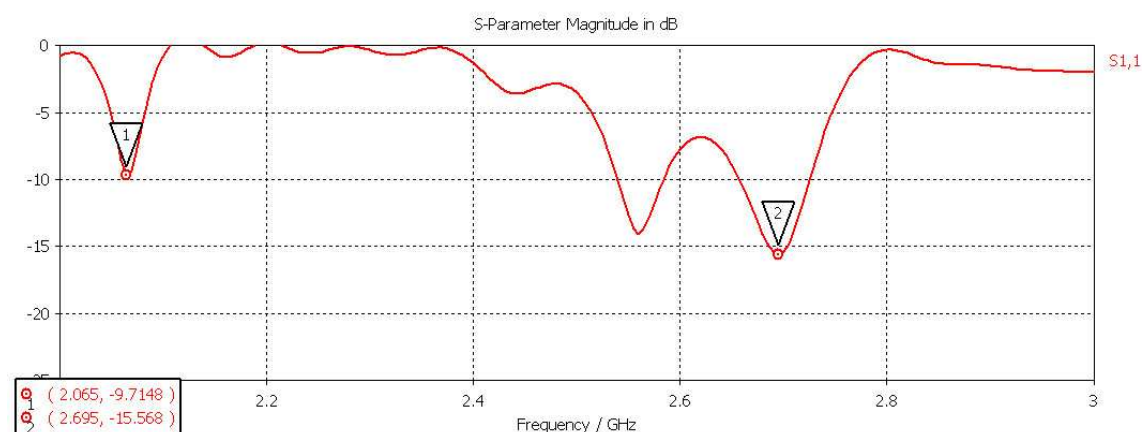


**Fig 4.2.65:** Representación del campo E correspondiente a  $z = S$ ,  $f_{o_1} = 2.075$  GHz. y  $f_{o_2} = 2.67$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) de espesor y dimensiones 4x4 *dogbones*.

#### 4.2.3.5. Sustrato DUROID 5880 (S= 1.5 mm.)

##### A) Nivel de adaptación

- Seis celdas unitarias de lado:

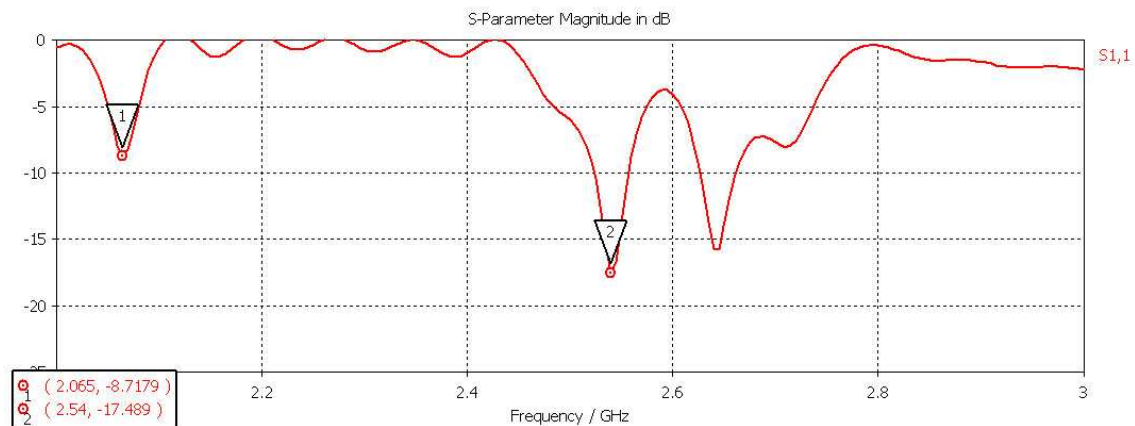


**Fig 4.2.66:**  $|S(1,1)|$  para antena utilizando sustrato DUROID 5880 de 6x6 *dogbones* con un espesor de 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz. para poder apreciar mejor los detalles de la curva.

La adaptación obtenida con la opción de 1.5mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor del sustrato DUROID 5880 es, tal y cómo puede verse en la **Fig.4.2.66**, sensiblemente peor para las dos

frecuencias de trabajo, que la obtenida en el caso anterior con el espesor de 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ) Aunque para  $f_{o2}$  el nivel de pérdidas de retorno es bastante bajo, del orden -15 dB, el nivel obtenido en  $f_{o1}$  se encuentra sensiblemente por encima del máximo admisible de los -10 dB. Hay en este caso un tercer mínimo, que aparece en torno a 2.55 GHz. que alcanza casi los -15 dB, pero se encuentra demasiado cerca del que corresponde a  $f_{o2}$ .

- **Cuatro celdas unitarias de lado:**



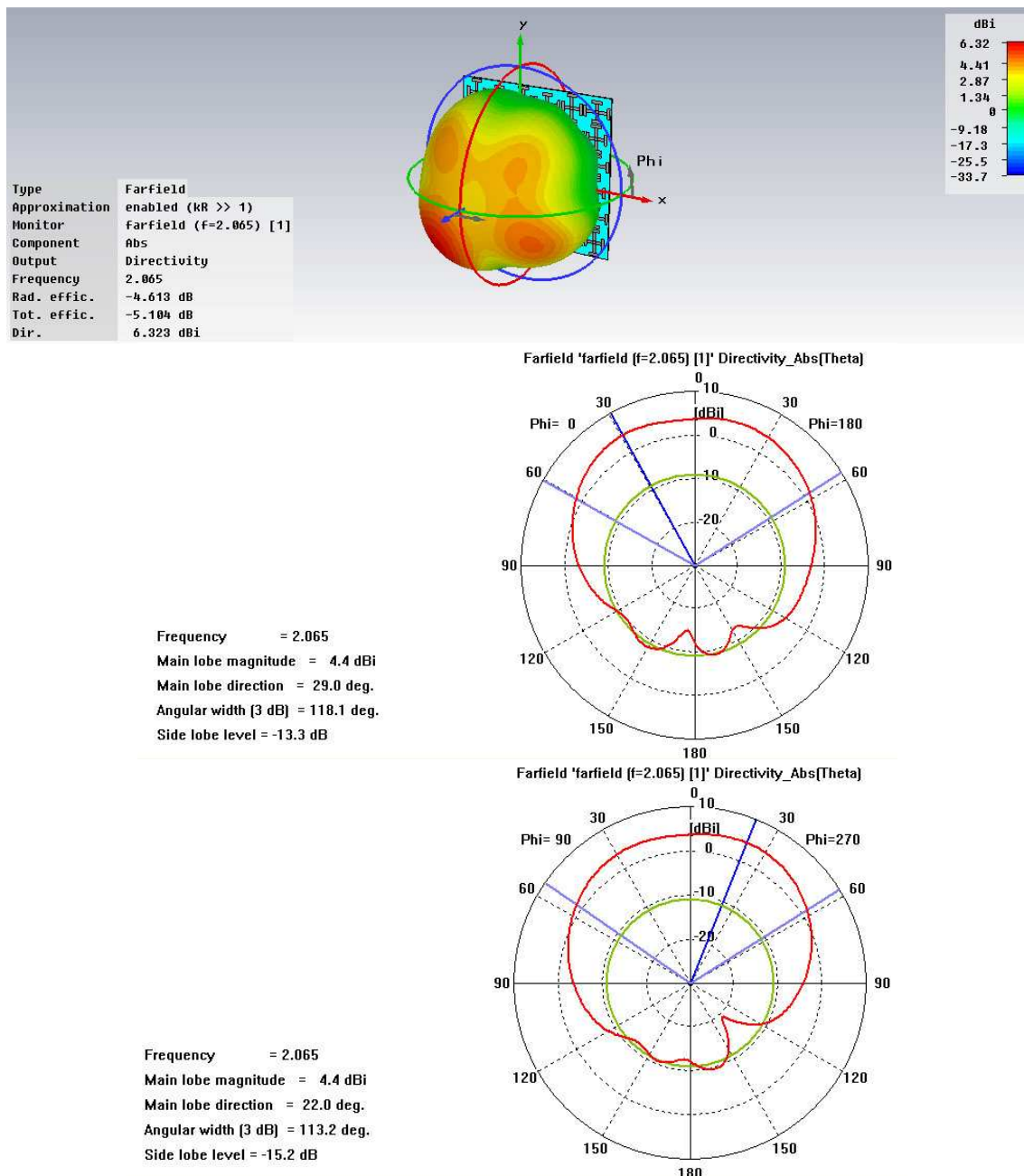
**Fig 4.2.67:**  $|S(1,1)|$  para antena utilizando sustrato DUROID 5880 de 4x4 *dogbones* con un espesor de 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ). Se ha aplicado un zoom entre 2 y 3 GHz. para poder apreciar mejor los detalles de la curva.

El nivel de adaptación obtenido con el diseño de cuatro celdas por lado es bastante similar al anterior, con la única diferencia de que el tercer mínimo que aparecía con el plano grande ha ganado profundidad y en este caso es mejor que el obtenido en la frecuencia donde antes se encontraba  $f_{o2}$ , por tanto se convierte en la segunda frecuencia de trabajo de este diseño.

### B) Diagrama de radiación

- **Seis celdas unitarias de lado:**

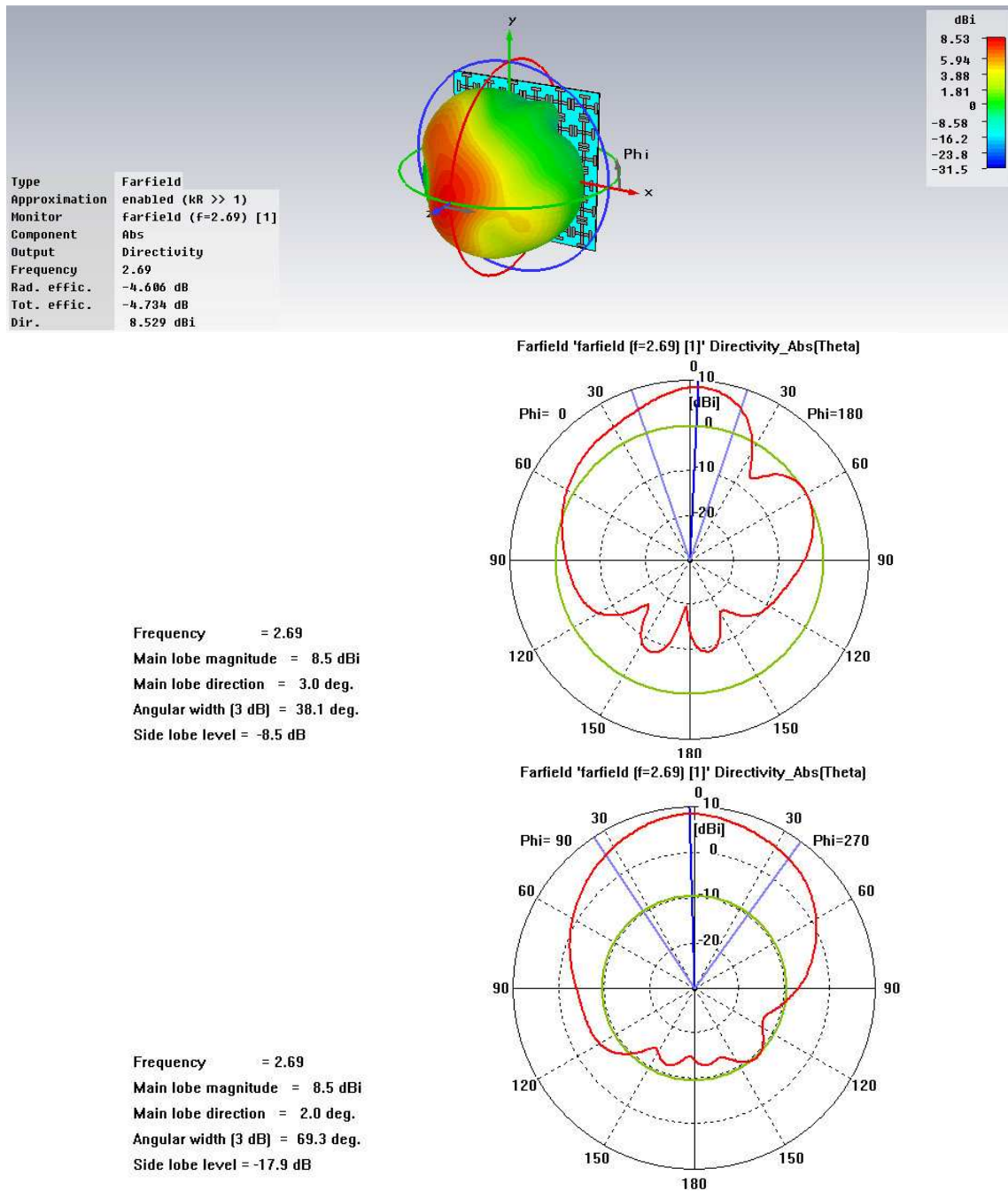
Como se observa en la **Fig.4.2.68**, para  $f_{o1} = 2.065$  GHz. la dirección de máxima directividad no es, como en el caso del dipolo, los cero grados. Esto es, la antena en este caso no es *broadside*, un requisito que no es imprescindible pero sí muy recomendable que cumpla el diseño. Presenta unos niveles de lóbulos secundarios peores a los encontrados en anteriores ocasiones, entre -13 y -15 dB para la vista de  $\phi = 0^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$ , respectivamente. En cuanto a la directividad máxima, esta también se ve reducida respecto a las obtenidas en otros casos, hasta sólo 4.4 dBi; relativamente poco por encima de los que se puede obtener con un dipolo o un monopolo sin necesidad de ningún plano de masa. El ancho de haz a 3 dB es por tanto, bastante alto, concretamente de 113.2 grados. También se aprecia, como en el caso que analiza el otro espesor de este sustrato que la radiación trasera, aunque no demasiado grande, es mayor que en los casos en los que se tenía otro tipo de antena como fuente de radiación.



**Fig 4.2.68:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 *dogbones* de lado, en  $f_{o1} = 2.065$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

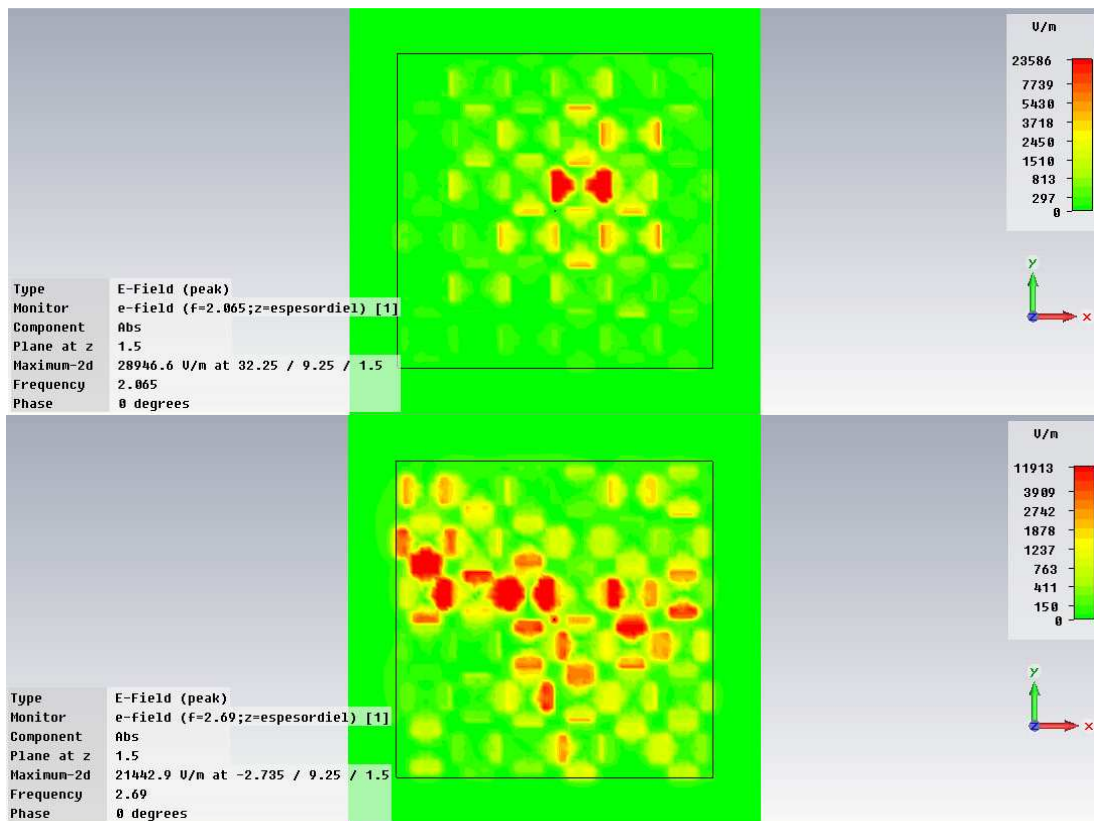
Como se ve en la **Fig.4.2.69**, para  $f_{o2} = 2.69$  GHz. el problema que aparecía en  $f_{o1}$  con la dirección de la máxima directividad se ve prácticamente solucionado, ya que ésta se aproxima mucho a la dirección *broadside*. En cambio, se puede ver cómo en el diagrama de coordenadas polares que corresponde a  $\phi = 0^\circ$  se tiene un nivel de lóbulos secundarios (SLL) de tan sólo -8.5 dB. La directividad máxima obtenida es de 8.5 dBi, bastante buena. La anchura de haz a 3 dB es bastante buena para  $\phi = 90^\circ$ , pero no se puede decir lo mismo de  $\phi = 0^\circ$ , donde la irregular forma que presenta el diagrama de radiación hace que el ancho de haz a 3 dB se reduzca hasta poco más de 38 grados.





**Fig 4.2.69:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 *dogbones* de lado, en  $f_{o_2} = 2.69$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

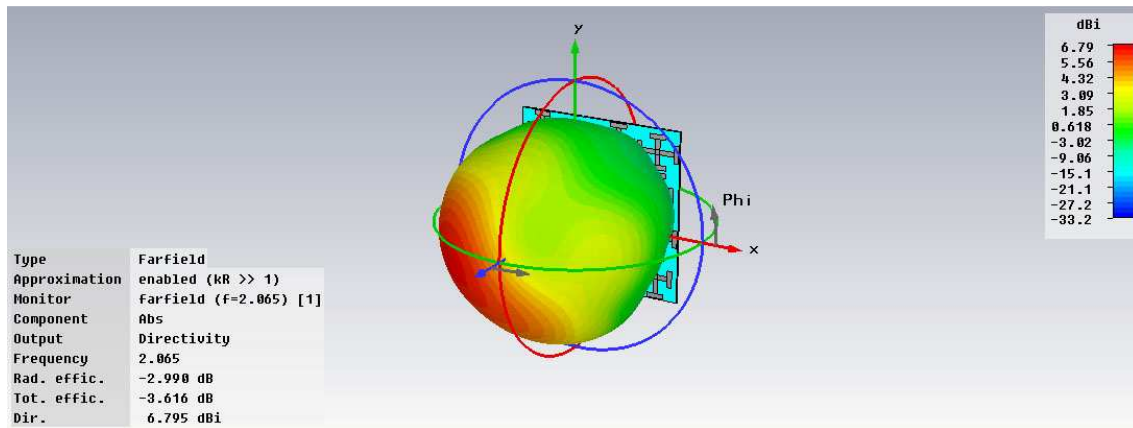
En la **Fig.4.2.70**, correspondiente al diagrama de radiación para en  $z=S$ , esto es, la superficie del plano de masa *dogbone*, para  $f_{o_1} = 2.065$  GHz. y  $f_{o_2} = 2.69$  GHz. se puede observar cómo en la más baja de las frecuencias de trabajo la excitación se concentra en el centro del plano de masa, comportamiento comprensible ya que esta es la zona más próxima al monopolo. También es destacable que en su mayor parte esta excitación se concentra en los brazos *dogbone* de mayor longitud, los correspondientes a esta frecuencia de trabajo. Por el contrario, para  $f_{o_2} = 2.69$  GHz. se ve como la excitación está más distribuida por la superficie del plano de masa y como afecta de forma más intensa a los brazos cortos de la estructura, aunque en menor medida afecta también a los largos.



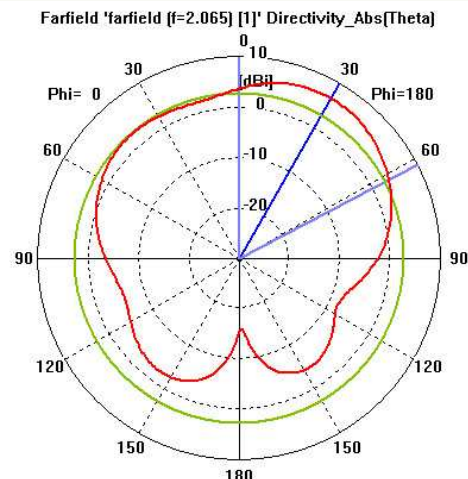
**Fig 4.2.70:** Campo eléctrico presente en el plano correspondiente a  $z = S$ ,  $f_{o1} = 2.065$  GHz. y  $f_{o2} = 2.69$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor y dimensiones 6x6 *dogbones*.

- **Cuatro celdas unitarias de lado:**

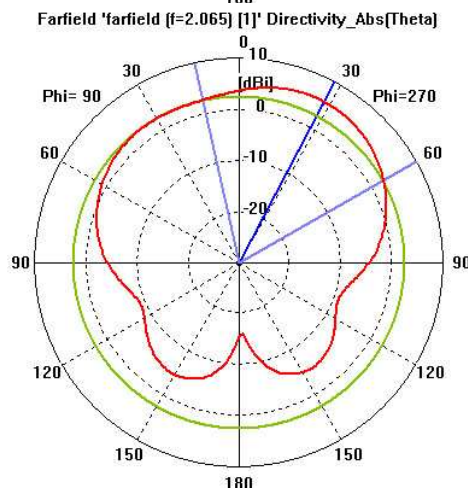
La **Fig.4.2.71** se corresponde con el diagrama de radiación para  $f_{o1} = 2.065$  GHz. en el plano de masa con cuatro celdas unitarias *dogbone* por lado. Se puede ver cómo la dirección del lóbulo principal, al igual que en el caso del plano mayor, se aleja de la dirección broadside, probablemente a causa de la influencia que tiene la estructura de sujeción del monopolo con el plano de masa sobre el diagrama de radiación y a la asimetría que se tiene en el diseño utilizando este monopolo en vez de un dipolo o de un lazo. El nivel de lóbulos secundarios es bastante mayor que en el diseño que posee el plano de masa con más celdas unitarias *dogbone*. Esto se traduce en que la antena radia bastante más de lo conveniente a la parte de atrás del plano de masa, aunque la cantidad de energía radiada hacia la parte delantera del plano sigue siendo considerablemente mayor que la radiación trasera. Como se ha dicho en otras ocasiones la razón principal de este efecto es la eliminación de las celdas unitarias periféricas en el plano de masa de 6x6 que dan lugar al presente diseño. Estas celdas *dogbone* periféricas resultan menos excitadas por el campo radiado debido a su lejanía del monopolo. Esto parece afectar de forma determinante a que la contribución que dichas celdas ejercen sobre la adaptación del monopolo sea prácticamente nula. En cambio, en los distintos casos analizados se ha podido apreciar cómo la eliminación de estas mismas celdas suponía un impacto mucho mayor sobre el diagrama de radiación a la hora de contener la radiación trasera a través del plano de masa. Esto indica el papel que ejercen estas celdas más periféricas, que se limita casi únicamente al de reflector hacia la parte delantera del plano de masa de la radiación proveniente del dipolo, monopolo o lazo.



Frequency = 2.065  
 Main lobe magnitude = 6.7 dBi  
 Main lobe direction = 30.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 62.3 deg.  
 Side lobe level = -3.9 dB



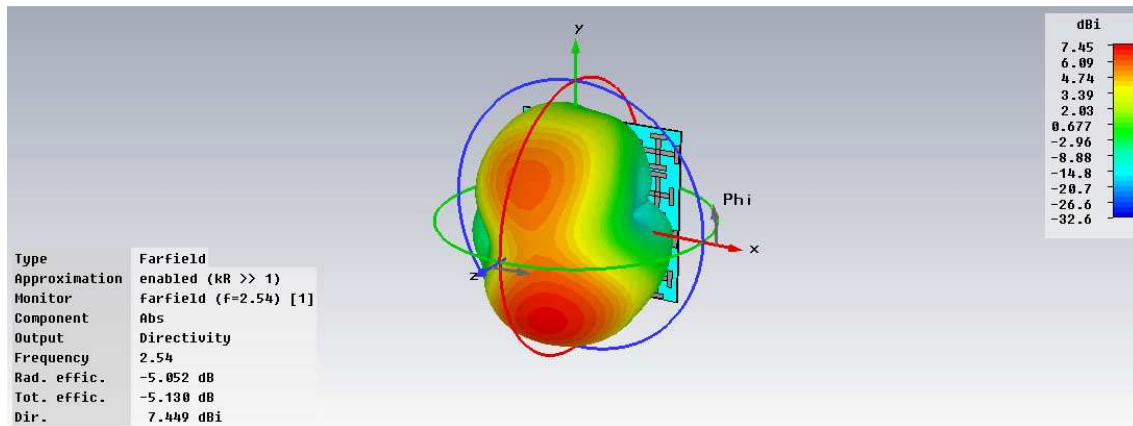
Frequency = 2.065  
 Main lobe magnitude = 5.7 dBi  
 Main lobe direction = 28.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 72.9 deg.  
 Side lobe level = -3.1 dB



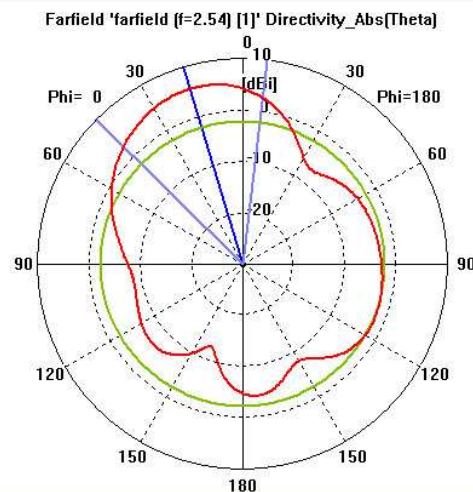
**Fig 4.2.71:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 *dogbones* de lado, en  $f_{o1} = 2.065$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

Cómo se ve en la **Fig.4.2.72**, para  $f_{o2} = 2.54$  GHz. y plano de 4x4 celdas unitarias, la forma del diagrama de radiación se ha deteriorado mucho, sobre todo para  $\phi = 0^\circ$ . El nivel de lóbulos secundarios ha aumentado de forma significativa, hasta los -7.8 dB para el caso de  $\phi = 0^\circ$ . Además la dirección del lóbulo principal no es broadside. Esto es seguramente debido a que, como se ha visto en casos anteriores, en la frecuencia de trabajo más alta hay más elementos *dogbone* del plano de masa que resultan excitados en un nivel mayor que el visto en la frecuencia de trabajo más baja. Por tanto es de esperar que esa misma sustracción de celdas unitarias tenga un impacto en el comportamiento del diseño mucho más grande para  $f_{o2}$  que para  $f_{o1}$ .

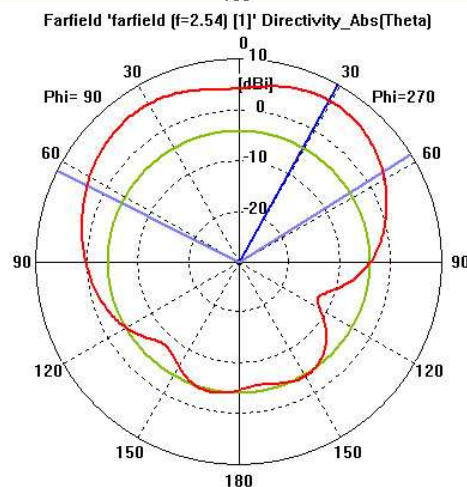




Frequency = 2.54  
 Main lobe magnitude = 5.7 dBi  
 Main lobe direction = 17.0 deg.  
 Angular width [3 dB] = 52.4 deg.  
 Side lobe level = -7.8 dB

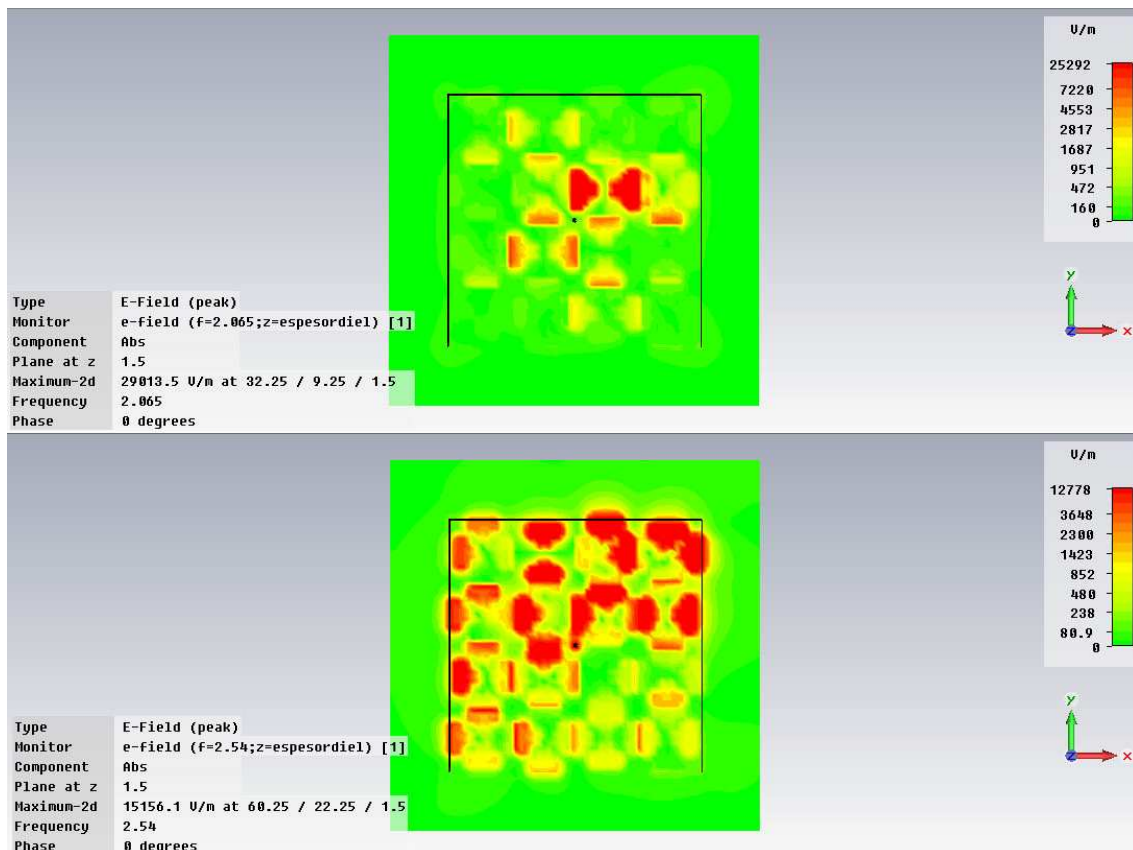


Frequency = 2.54  
 Main lobe magnitude = 6.6 dBi  
 Main lobe direction = 29.0 deg.  
 Angular width [3 dB] = 120.9 deg.  
 Side lobe level = -10.5 dB



**Fig 4.2.72:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 *dogbones* de lado, en  $f_{o_2} = 2.54$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

En la **Fig.4.2.73**, correspondiente al campo eléctrico para  $f_{o_1}$  y  $f_{o_2}$  en el plano de 4x4, se observa que en  $f_{o_1}$  el resultado es muy semejante al que se obtuvo en el plano de 6x6 quitando la obvia diferencia de tamaño entre ambas superficies. Sin embargo, para  $f_{o_2}$  en este caso se puede ver como la práctica totalidad de la superficie presenta altos valores de excitación, lo cual revela una fuerte reacción de las estructuras *dogbone*, que puede explicar el aspecto del diagrama de radiación.

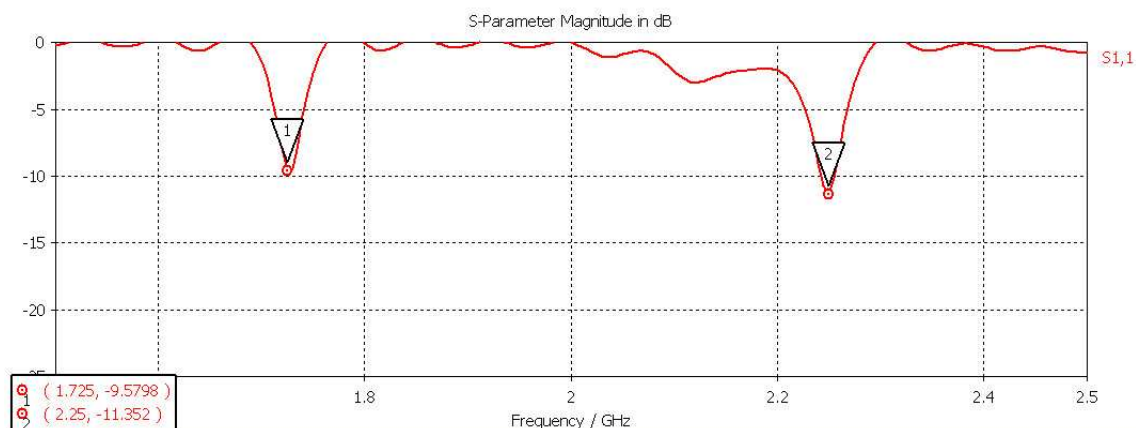


**Fig 4.2.73:** Representación del campo E en  $z = S$ ,  $f_{o1} = 2.065$  GHz. y  $f_{o2} = 2.54$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5mm.  $(0.01\lambda_{2GHz})$  de espesor y dimensiones 4x4 *dogbones*.

#### 4.2.3.6. Sustrato 25N (S= 1.5 mm.)

##### A) Nivel de adaptación

- Seis celdas unitarias de lado:

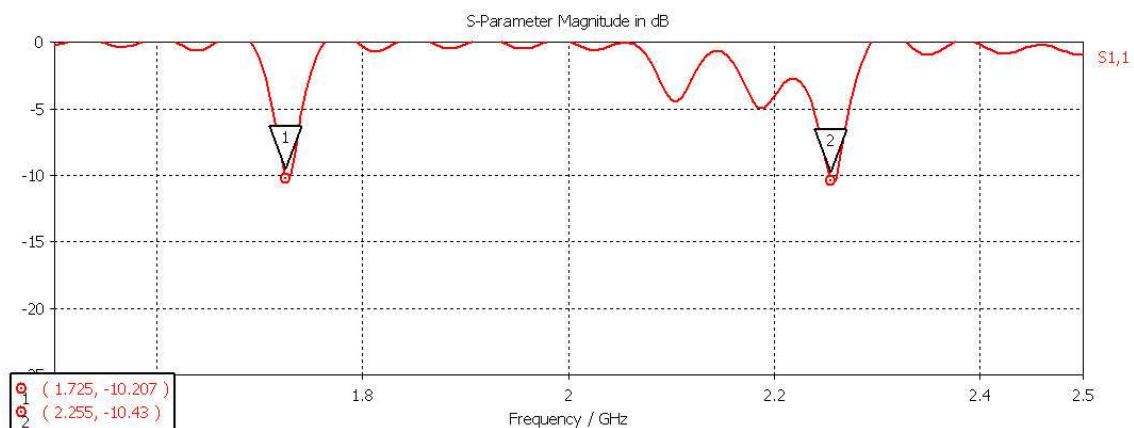


**Fig 4.2.74:**  $|S(1,1)|$  para antena utilizando sustrato 25N de 6x6 *dogbones* con un espesor de 1.5 mm.  $(0.01\lambda_{2GHz})$  Se ha aplicado un zoom entre 1.5 y 2.5 GHz. para poder apreciar mejor los detalles de la curva.

En la **Fig.4.2.74** se ve la adaptación del sistema utilizando el sustrato 25N, cuya principal característica diferenciadora con el DUROID 5880 es su permitividad eléctrica

ligeramente más alta, de  $\epsilon_r = 3.38$ , y que sólo se encuentra disponible para este caso con un único grosor, 1.5 mm. La primera y más evidente diferencia en la respuesta que ofrece el diseño es que la frecuencia de trabajo se ha reducido del orden de casi 400 MHz., lo cual ratifica que las frecuencias de trabajo se encuentran definidas, más que por la antena en sí, por las características del plano de masa, y que un aumento en la permitividad relativa del sustrato conlleva un descenso drástico de la frecuencia de trabajo de la estructura, tal y como se vio en el capítulo 2. Lo segundo que se puede observar es que el nivel de pérdidas de retorno presente a las frecuencias de trabajo es bastante más alto que el que se observa en el sustrato DUROID 5880 con espesor 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ), el que presentaba los mejores resultados de los dos anteriores.

- **Cuatro celdas unitarias de lado:**



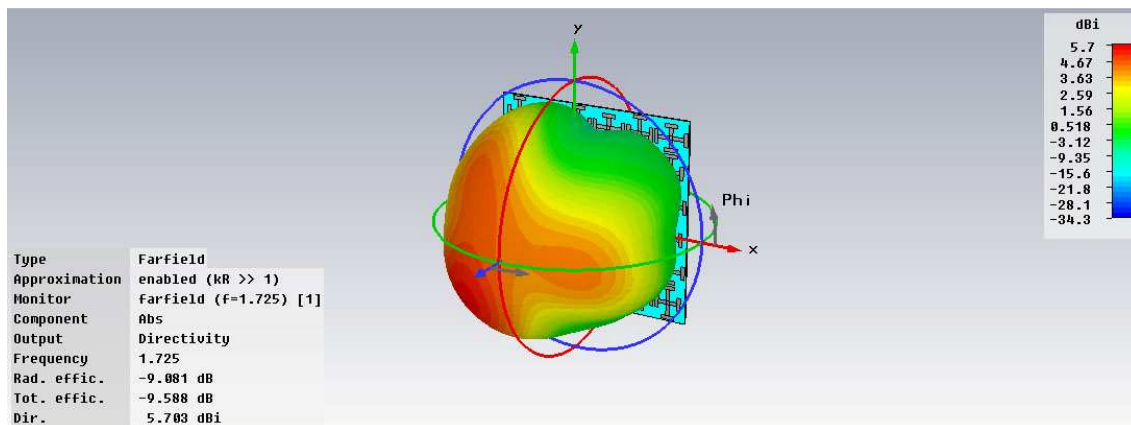
**Fig 4.2.75:**  $|S(1,1)|$  para antena utilizando sustrato 25N de 4x4 *dogbones* con un espesor de 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) Se ha aplicado un zoom entre 1.5 y 2.5 GHz. para poder apreciar mejor los detalles de la curva.

Tal y como se ve en la **Fig.4.2.75**, la adaptación conseguida en el plano 4x4 es prácticamente idéntica a la conseguida con el plano más grande, y por tanto sólo cumple por muy poco en las frecuencias de trabajo el umbral marcado de -10 dB. Es, por tanto, insuficiente para los objetivos que se persiguen en este proyecto.

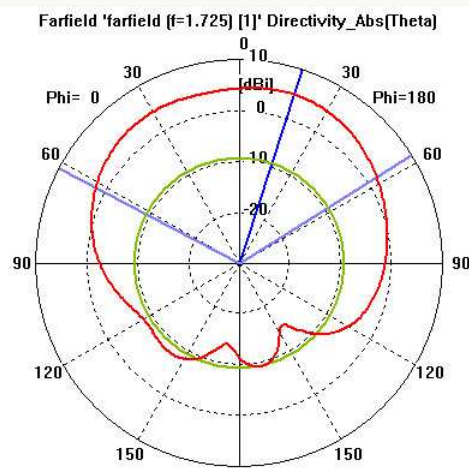
### B) Diagrama de radiación

- **Seis celdas unitarias de lado:**

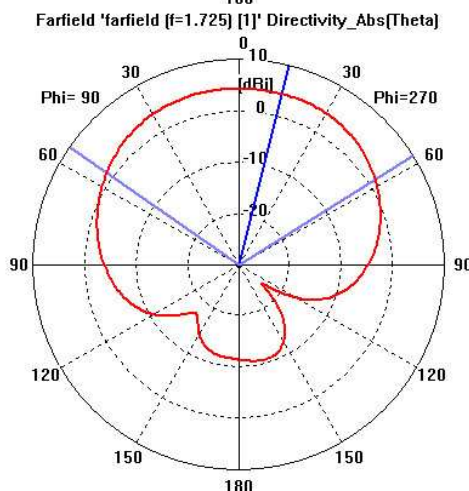
La **Fig.4.2.76** muestra el diagrama de radiación perteneciente al diseño utilizando un sustrato 25N con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor para  $f_{o1} = 1.725$  GHz. La dirección del lóbulo principal es cercana a la broadside, desviada unos  $18^\circ$  de ésta, valor que se puede considerar como bastante aceptable. La máxima directividad se encuentra cercana a los 5 dBi, valor más bajo que los obtenidos con anterioridad en los montajes realizados con dipolos, pero que permite una mayor anchura del haz a 3 dB, que muy alta (de casi  $120^\circ$ ) y similar para  $\phi = 0^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$ . El nivel de lóbulos secundarios y radiación trasera se mantiene en valores aceptables, en la línea de los resultados mostrados para el otro sustrato.



Frequency = 1.725  
 Main lobe magnitude = 4.9 dBi  
 Main lobe direction = 18.0 deg.  
 Angular width [3 dB] = 119.8 deg.  
 Side lobe level = -14.2 dB



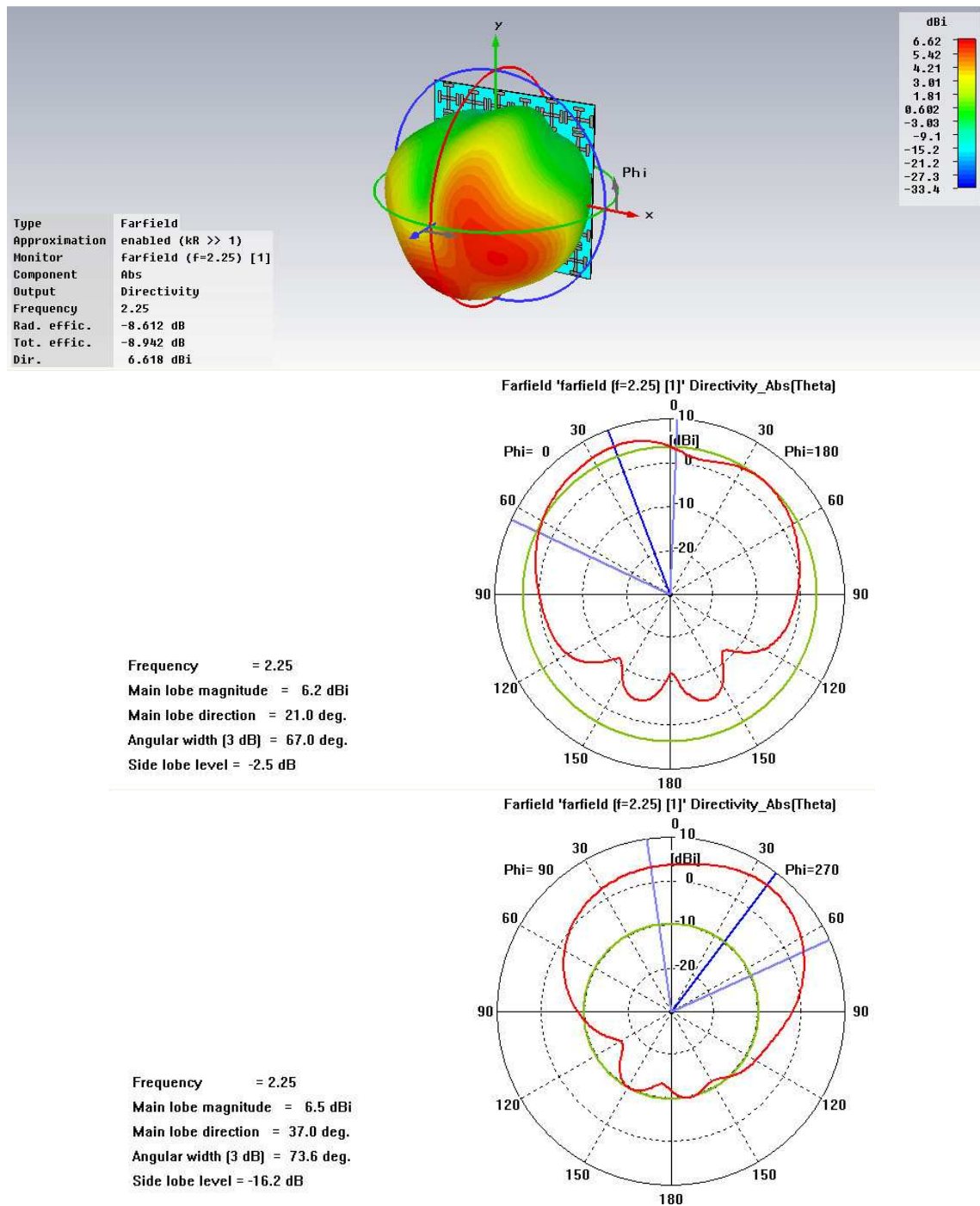
Frequency = 1.725  
 Main lobe magnitude = 4.4 dBi  
 Main lobe direction = 14.0 deg.  
 Angular width [3 dB] = 112.9 deg.



**Fig 4.2.76:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 *dogbones* de lado, en  $f_{o1} = 1.725$  GHz. para sustrato 25N con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

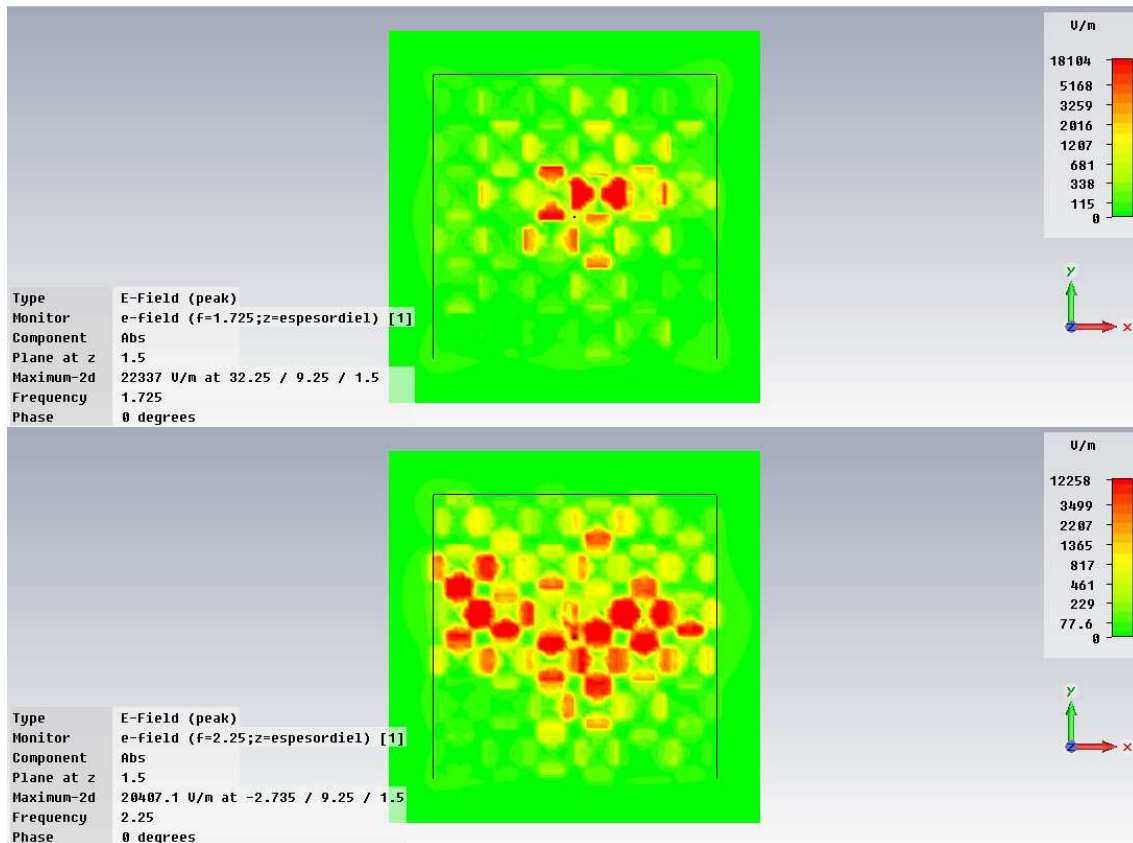
En la **Fig.4.2.77** se ve el diagrama de radiación perteneciente al diseño para  $f_{o2} = 2.25$ GHz. Al igual que se observaba en los casos correspondientes a los dos espesores disponibles para el sustrato DUROID 5880, en la frecuencia de trabajo más alta la forma del diagrama se vuelve más irregular, aunque en este caso sigue conservando en gran parte la forma esperada. La dirección del lóbulo principal, como se puede ver, se aleja sensiblemente de la dirección broadside, que es la que más interesa. Presenta una directividad máxima de unos 6.5 dBi, algo superior a los casos analizados en este apartado. Esto influye directamente en la anchura del haz a 3 dB que se obtiene, que para esta frecuencia ronda los 70°. El nivel de lóbulos secundarios, al igual que en una de las ocasiones anteriores, es muy alto para  $\phi = 0^\circ$  y

viendo la gráfica la impresión es la de estar ante un único lóbulo que presenta una irregularidad.



**Fig 4.2.77:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 6 *dogbones* de lado, en  $f_{o_2} = 2.25$  GHz. para sustrato 25N con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.



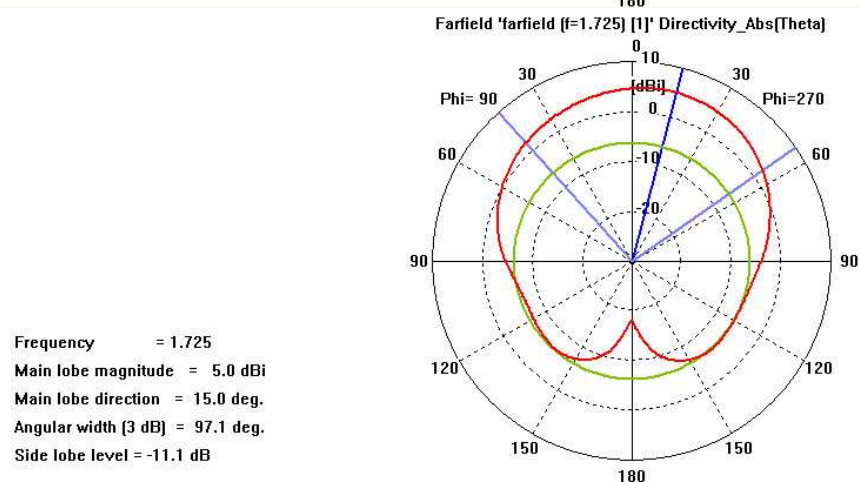
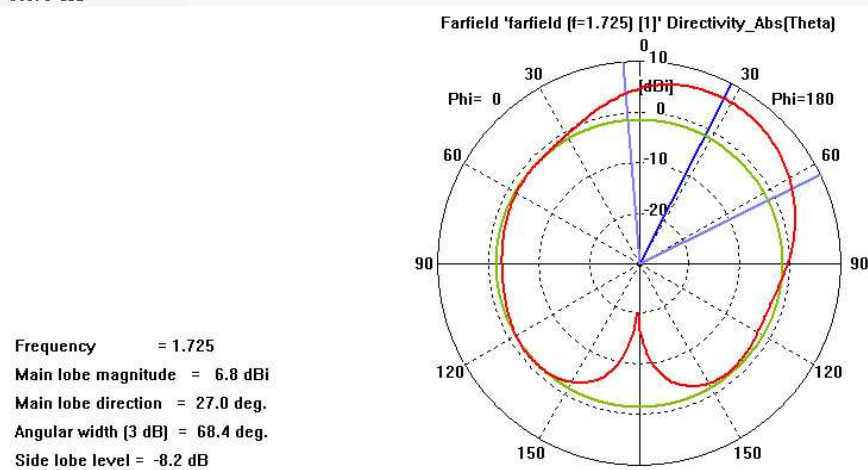
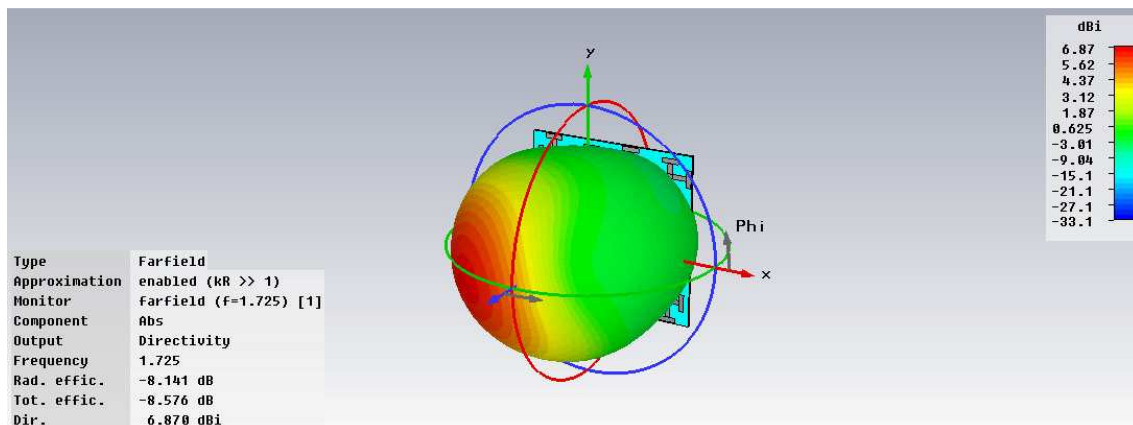


**Fig 4.2.78:** Campo eléctrico presente en el plano correspondiente a  $z = S$ ,  $f_{o1} = 1.725$  GHz. y  $f_{o2} = 2.25$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm.  $(0.01\lambda_{2GHz})$  de espesor.

El campo eléctrico medido en la superficie del plano de masa AMC muestra para este caso, tal y como se ve en la **Fig.4.2.78**, un comportamiento para  $f_{o1} = 1.725$  GHz. muy parecido al encontrado en otros en este capítulo, concentrando la práctica mayoría de la excitación en los brazos largos de los elementos *dogbone* centrales del plano de masa. En  $f_{o2}$ , sin embargo, la excitación se encuentra más uniformemente distribuida por toda la superficie, hecho que también se ha observado en los demás casos para las frecuencias de trabajo más altas. Cómo se observa, hay altos niveles de excitación que alcanzan a las celdas más exteriores del plano de masa, motivo que puede explicar el mayor impacto sufrido en los diagramas de radiación de las frecuencias de trabajo más altas cuando se sustraen las celdas unitarias más periféricas del plano de masa para formar el plano analizado de menor tamaño.

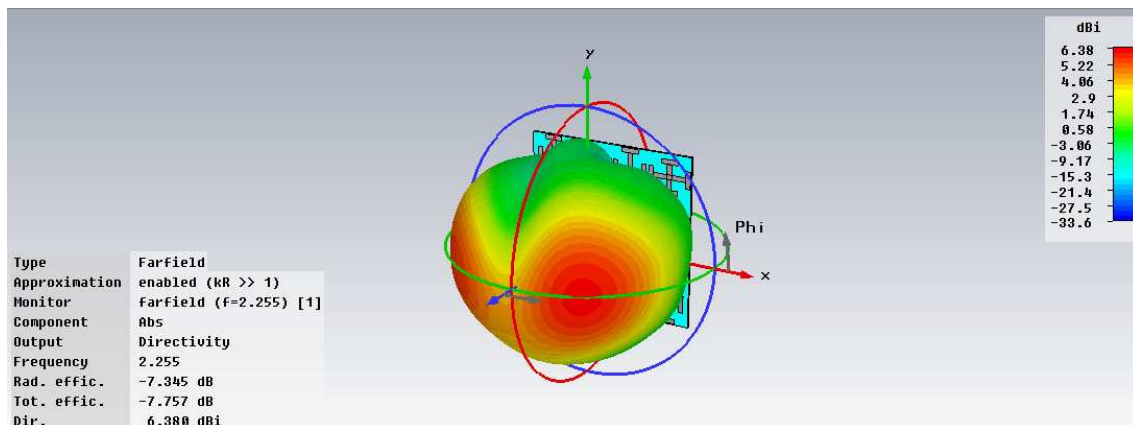
- **Cuatro celdas unitarias de lado:**

Tal y como se observa en la **Fig.4.2.79**, la dirección del lóbulo principal no es broadside, al igual que ocurría con el modelo correspondiente al plano de 6x6. Pero para este plano, adicionalmente el nivel de lóbulos secundarios es muy alto en comparación con los obtenidos con la superficie grande. Esto implica un alto nivel de radiación trasera que se propaga hacia la parte de atrás del plano de masa, a la zona en la que interesa tener cuanta menos energía radiada mejor, pues el objetivo en esta antena es lograr una radiación lo más uniforme posible para ángulos  $\theta$  menores a  $90^\circ$ , correspondientes a la parte delante de la superficie AMC.

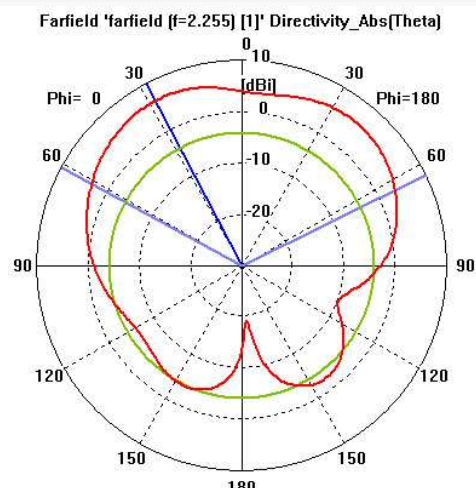


**Fig 4.2.79:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 *dogbones* de lado, en  $f_{o1} = 1.725$  GHz. para sustrato 25N con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

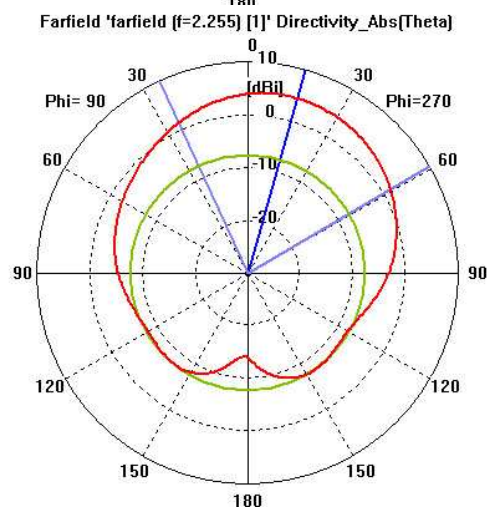
En  $f_{o2}$ , como se muestra en la **Fig.4.2.80**, el resultado es similar al obtenido en el plano mayor, aunque esto no quiere decir que sea bueno, ya que dirección de radiación máxima no se corresponde con la broadside. Adicionalmente, aunque no exagerados, presenta unos niveles relativamente altos de módulos secundarios, que delatan un nivel moderado de radiación trasera.



Frequency = 2.255  
 Main lobe magnitude = 6.4 dBi  
 Main lobe direction = 28.0 deg.  
 Angular width [3 dB] = 125.2 deg.  
 Side lobe level = -10.3 dB



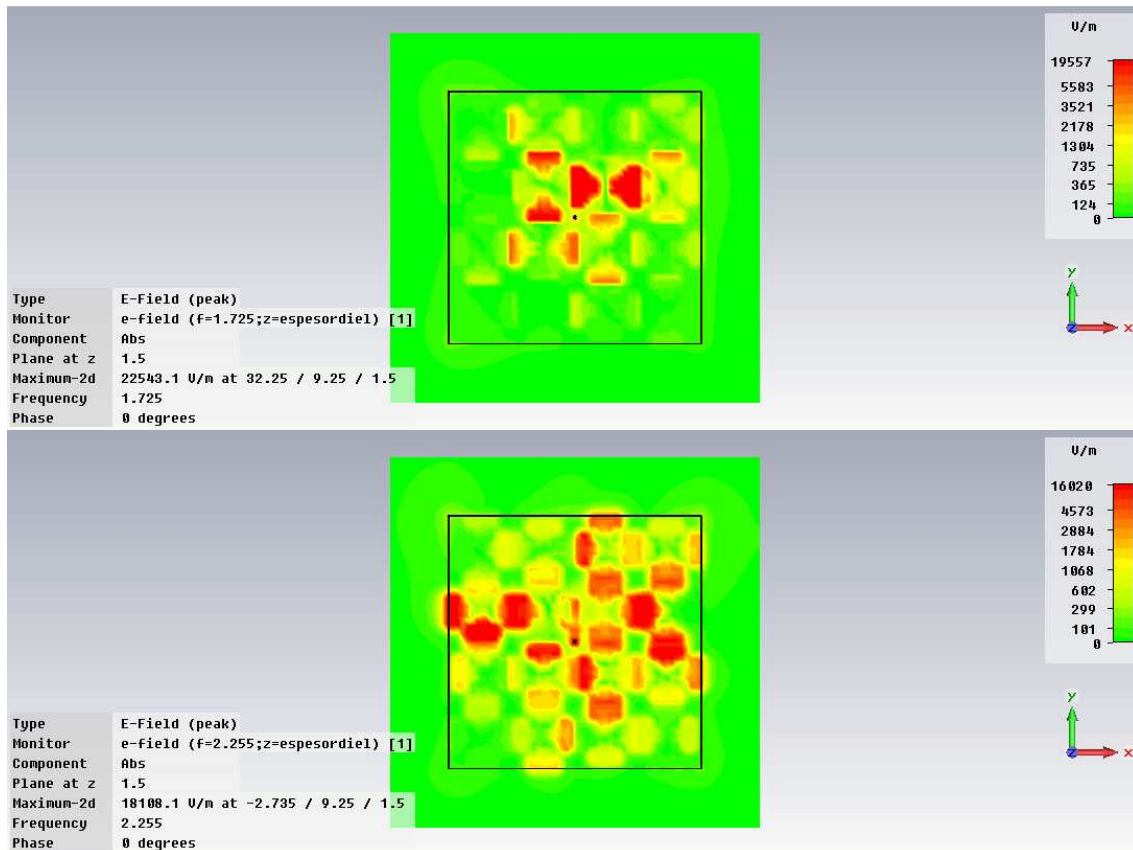
Frequency = 2.255  
 Main lobe magnitude = 4.5 dBi  
 Main lobe direction = 16.0 deg.  
 Angular width [3 dB] = 84.5 deg.  
 Side lobe level = -12.1 dB



**Fig 4.2.80:** Diagrama de radiación en 3D y coordenadas polares del diseño con 4 *dogbones* de lado, en  $f_{o_2} = 2.25$  GHz. para sustrato 25N con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor.

En la representación del campo E en la superficie del plano que contiene los *dogbones*, representado en la **Fig.4.2.81**, el resultado obtenido es prácticamente igual o muy similar al visto en el plano de 6x6, quitando obviamente las celdas laterales que en este plano no salen y que son las menos excitadas.





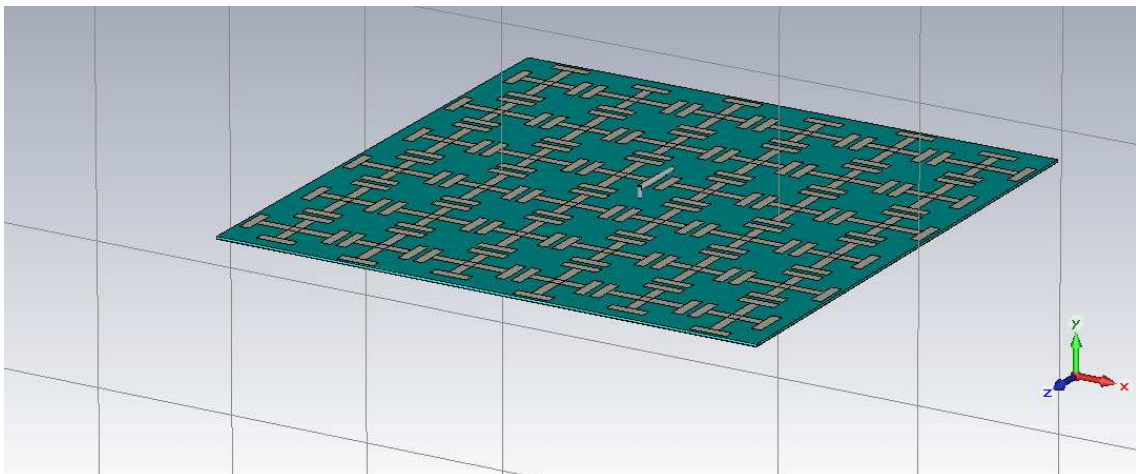
**Fig 4.2.81:** Campo eléctrico presente en el plano correspondiente a  $z = S$ ,  $f_{o1} = 2.065$  GHz. y  $f_{o2} = 2.69$  GHz. para sustrato DUROID 5580 con 1.5 mm. ( $0.01\lambda_{2GHz}$ ) de espesor y dimensiones 4x4 *dogbones*.

A la vista de los resultados, se puede deducir que el sustrato que mejores resultados ofrece tanto a nivel de adaptación como de correcta distribución del diagrama de radiación es el DUROID 5880 con espesor de 0.787 mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ).

No se encuentran diferencias significativas en términos de adaptación entre los modelos que utilizan la estructura de seis celdas *dogbone* de lado con los que utilizan cuatro. En cambio, cuando el criterio de comparación es el diagrama de radiación, los resultados que se obtienen con el plano más grande son claramente mejores a los obtenidos con el de 4x4, sobre todo en las frecuencias de trabajo más altas. Esto último obliga a realizar una elección: si la prioridad es el buen funcionamiento entonces se escogerá como plano de masa la estructura 6x6; si en cambio lo que prima es obtener resultados aceptables con un tamaño más reducido, la elección será el plano de masa con cuatro celdas unidad por lado. Por tanto, los modelos de los cuales se realizarán prototipos físicos sobre los que poder efectuar medidas serán construidos utilizando una antena monopolo con el sistema de sujeción al plano de masa descrito anteriormente en este apartado, utilizando el sustrato que mejores resultados ha conseguido, esto es, el sustrato dieléctrico DUROID 5880 con espesor de 0.787mm. Se construirán dos prototipos, que se diferenciarán únicamente en su tamaño, uno de ellos tendrá el tamaño de 6x6 celdas unitarias *dogbone*, y el otro será un poco más pequeño con 4x4 celdas unitarias *dogbone*.

#### 4.2.3.7. Diagramas de radiación por componentes

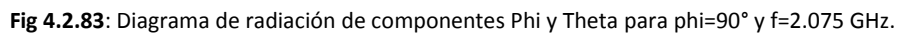
Llegados a este punto, una vez se ha decidido qué diseños serán los que cuenten con un prototipo físico, conviene deducir un último dato también importante, la polarización en la que radiará el conjunto. Además, a la vista de los resultados obtenidos en el caso analizado utilizando el lazo con el plano de masa *dogbone*, en el que se obtenía el máximo de radiación del conjunto en una dirección en la que el diagrama de radiación de lazo presenta un nulo, conviene plantearse una duda acerca de qué estructura es la que radia principalmente; si es la antena de hilo y utiliza simplemente al plano de masa como reflector, o si en realidad lo que ocurre es que es el plano de masa el que radia principalmente y la antena de hilo funciona a modo de alimentador de la superficie AMC. Ciñéndose a lo observado en el lazo parece más probable esta segunda posibilidad; pero para asegurarse de qué opción es la que en realidad se está dando lo más conveniente es analizar el diagrama de radiación por sus componentes  $\phi$  (Phi) y  $\theta$  (Theta). Dado que los diseños elegidos para crear los prototipos utilizan el monopolo como antena de hilo, es necesaria una rotación del diseño entero sobre el eje X para poder separar la radiación que proviene del plano de masa y del monopolo en sí en las componentes Phi y Theta, pues en la posición inicial del diseño la radiación proveniente del monopolo se ve en el diagrama de radiación por componentes como una combinación de la componente Phi y la componente Theta. El diseño resultante tras la rotación descrita se muestra en la **Fig.4.2.82**. Los diagramas por componentes analizados a continuación se corresponden por tanto con el diseño correspondiente al monopolo de 21mm. ( $0.14\lambda_{2GHz}$ ) de longitud con una altura de la antena sobre el plano de 2.5mm ( $0.017\lambda_{2GHz}$ ). Los datos del plano corresponden al sustrato dieléctrico DUROID 5880 con espesor de 0.787mm. ( $0.005\lambda_{2GHz}$ ), permitividad relativa 2.2 y dimensiones de 6x6 celdas unitarias. Las dimensiones características de las celdas unitarias son las mismas que se han venido utilizando hasta ahora.



**Fig 4.2.82:** Vista 3D del modelo correspondiente diseño analizado con el diagrama de componentes. El monopolo se encuentra orientado según el eje Z.

Para mostrar de forma correcta el diagrama por componentes es necesario mostrarlo en dos cortes, uno longitudinal al monopolo y otro perpendicular al mismo. En la nueva orientación del diseño estos cortes se corresponden con  $\phi = 90^\circ$  y  $\theta = 90^\circ$ , respectivamente. A continuación se muestran las figuras que comparan las dos componentes para un mismo corte y frecuencia. La polarización de un monopolo siempre sigue la dirección de su eje longitudinal

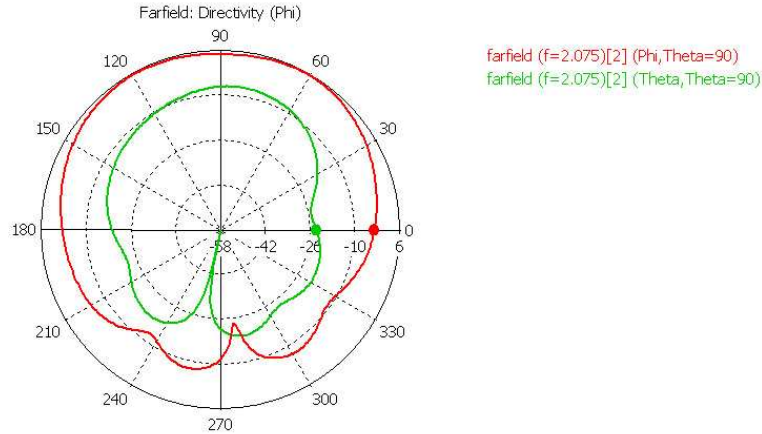
**A) Corte  $\Phi=90^\circ$**



117

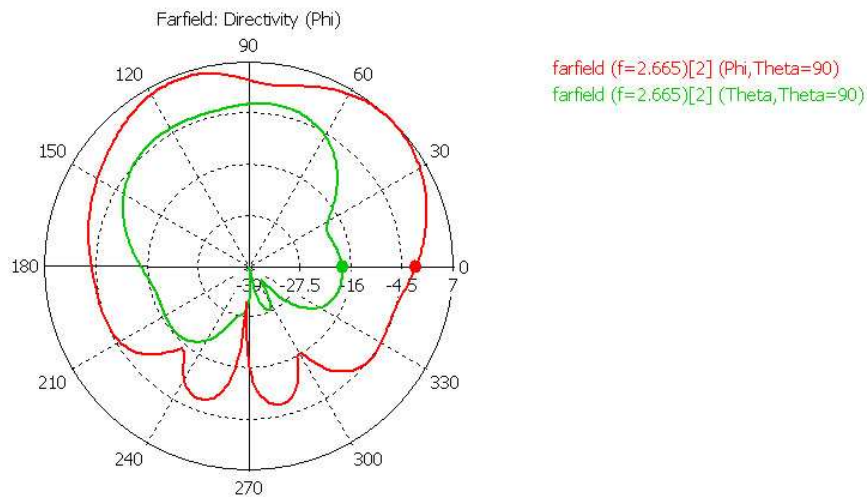
En cambio para  $f_{o_2}$  no se puede decir lo mismo que para la otra frecuencia de trabajo. En este caso las componentes del campo se encuentran bastante igualadas entre ellas, lo cual puede suponer bien que el dipolo radia más, bien que los brazos de la superficie AMC que radian en esta componente están radiando más ahora.

### B) Corte $\Theta=90^\circ$



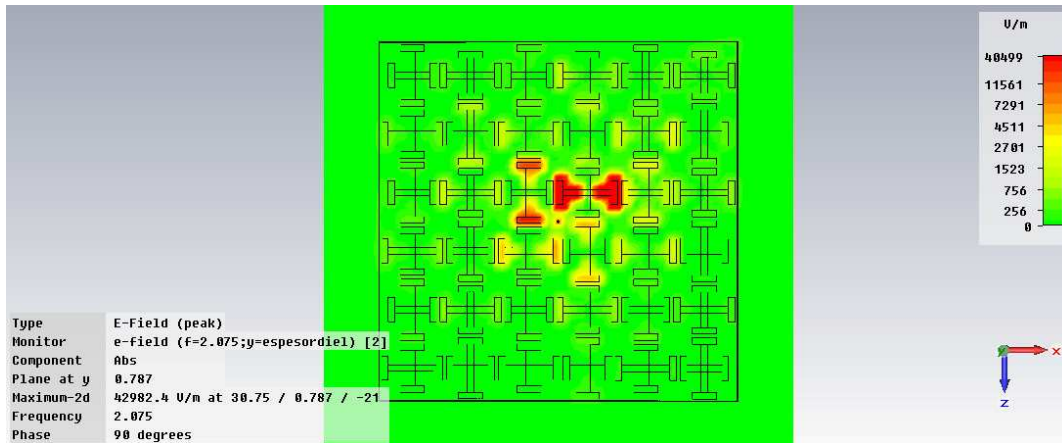
**Fig 4.2.85:** Diagrama de radiación de componentes Phi y Theta para  $\theta=90^\circ$  y  $f=2.075\text{GHz}$ .

En este otro corte, correspondiente al plano que corta de forma perpendicular al monopolo, se puede observar tanto en la **Fig.4.2.85** como en la **Fig.4.2.86**, que la igualdad que aparecía en  $f_{o_2}$  para el corte  $\phi = 90^\circ$  entre componentes aquí queda deshecha pues en este caso la componente Phi del campo eléctrico es claramente mayor a la componente Theta en ambas frecuencias de trabajo. Por tanto, la mayoría de la radiación presente en este corte proviene del plano de masa y no del dipolo. Además, también hay que añadir que es posible que haya parte de la energía radiada en la componente  $\theta$  que no provenga del monopolo, sino de los brazos de la superficie AMC paralelos a éste.



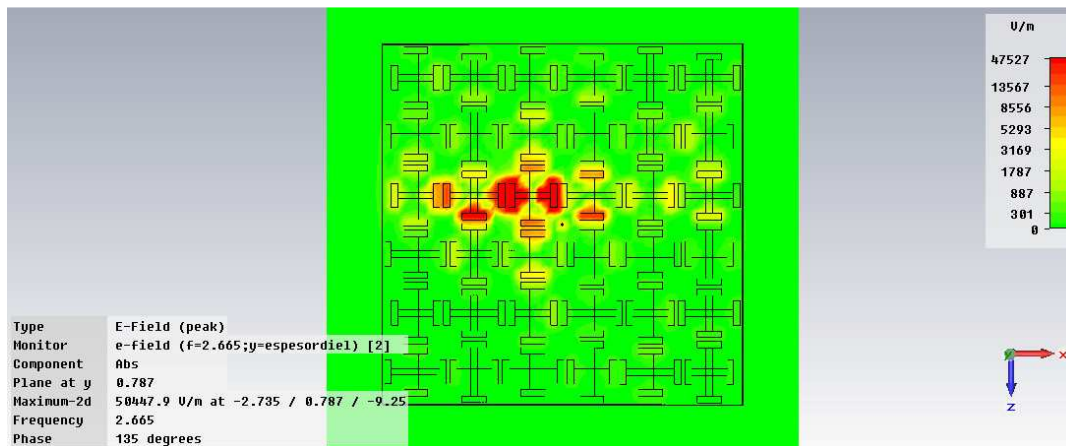
**Fig 4.2.86:** Diagrama de radiación de componentes Phi y Theta para  $\theta=90^\circ$  y  $f=2.665\text{ GHz}$ .

### C) Campo eléctrico en la superficie del plano



**Fig 4.2.87:** Representación del campo E en  $y = S$  para  $f=2.075$  GHz.

Para  $f_{02}$ , como se ve en la **Fig.4.2.87** parece normal que la componente principal sea la  $\phi$  ya que la mayor excitación sobre el plano se encuentra en un elemento que sigue esa polarización. Los brazos con mayor excitación son los largos, que corresponden a la frecuencia más baja.



**Fig 4.2.88:** Representación del campo E en  $y = S$  para  $f=2.665$  GHz.

En este quizá se pueda explicar la mayor igualdad en el corte  $\phi = 90^\circ$  viendo que aquí se excita también algo uno de los brazos paralelos al monopolito. La mayor excitación se ve en el brazo corto paralelo al eje X al lado izquierdo del monopolito, lo que pueda explicar quizá la mayor diferencia entre componentes en el corte  $\theta = 90^\circ$ .

Como se ha visto tanto en los diagramas por componentes como en los diagramas de radiación en la superficie del plano de masa para cada frecuencia, parece ser que el principal elemento radiante del diseño es el plano de masa, en contra de lo que se pudiera pensar en un principio. La principal función del monopolito es básicamente la de alimentador del resto de la estructura.

### 4.3. Conclusiones

A lo largo de este capítulo, el más extenso de los que componen el proyecto, se han estudiado muchos diseños distintos hasta llegar a los que finalmente tendrán una implementación física. En primer lugar se analizó la adaptación que tenía una antena de tipo dipolo con un plano de masa compuesto por *dogbone* orientados únicamente en una dirección. Tras verse el buen funcionamiento de estos diseños se comprobó que la tolerancia que presentan estas estructuras ante una rotación en el dipolo es muy pequeña. Partiendo de los resultados encontrados en estos dos primeros diseños con estructuras orientadas en una única dirección y de las conclusiones sacadas en el análisis de la celda unitaria *dogbone* en cruz estudiada en el pasado capítulo, se ha propuesto la idea del plano de masa que utiliza este último tipo de celdas unitarias pero alternadas en su orientación.

Posteriormente se ha estudiado la estructura de plano de masa propuesta utilizando tres tipos de antenas distintas: dipolo, lazo y monopolo. El que mejores resultados consigue es el primero de estos, pero por motivos de diseño físico no puede implementarse de forma sencilla un prototipo. Aún así los resultados conseguidos con las otras dos antenas también son bastante satisfactorios, pudiendo en todos los casos encontrar un tamaño de la antena y una altura sobre el plano que proporcionen una adaptación que cumpla con los requisitos fijados (máximo de  $|s(1,1)|$  (dB) de -10 dB en las frecuencias de trabajo).

En el caso del dipolo además, se ha analizado el conjunto de antena y plano para varios tamaños de este último, con el fin de encontrar el equilibrio entre prestaciones y tamaño moderado del diseño. Como resultado de este estudio se ha llegado a la conclusión de que los planos de masa más interesantes resultan los que tienen 6 y 4 celdas unitarias por lado. Además se ha podido comprobar también que, para un concreto funcionamiento del diseño y siguiendo la línea de los resultados vistos en los planos de masa con *dogbone* orientados en una dirección, es necesario que el dipolo (o monopolo) se encuentre orientado de forma paralela a una de las direcciones que tienen los elementos.

Finalmente se ha optado por la utilización del diseño realizado con el monopolo para implementar los prototipos necesarios para efectuar las medidas, por el sencillo sistema que se puede utilizar para fijar la antena al plano de masa. Se ha probado el mismo diseño utilizando algunos sustratos con varias permitividades y espesores. Al final por los buenos resultados arrojados, el elegido para implementar los prototipos ha sido el sustrato dieléctrico DUROID 5880 con permitividad relativa 2.2 y espesor 0.787 mm.

Por último y a raíz de ver los extraños resultados arrojados por el diseño que utiliza el lazo, que sitúa su máximo de radiación en el lugar que ocupa uno de los nulos de éste, se ha procedido a analizar el diagrama de radiación por componentes de uno de los diseños correspondiente a uno de los prototipos que se va a implementar. Como resultado de este estudio se ha llegado a la conclusión de que en contra de lo que pueda parecer, es la superficie AMC que conforma el plano de masa la que principalmente radia, en lugar de ser el dipolo, lazo o monopolo, actuando estos último casi exclusivamente como alimentadores del sistema.



## Capítulo 5:

# Resultados experimentales

---

### 5.1. Introducción

Este proyecto ha estado orientado desde el comienzo al estudio de las estructuras de alta impedancia de tipo *dogbone* y su utilización como planos de masa en antenas de hilo de bajo perfil, más concretamente desarrollando una solución basada en estas mismas estructuras que pueda trabajar no sólo en una banda, como la mayoría de las superficies AMC conocidas sino en dos bandas, próximas pero separadas. Para realizar las simulaciones sobre los modelos teóricos se ha utilizado el software *CST Microwave Studio 2009*. Ahora, tras comprobar que las soluciones propuestas funcionan en este entorno de simulación, resulta necesario comprobar esos resultados frente a los obtenidos de mediciones realizadas sobre modelos físicos que implementan los diseños desarrollados en los anteriores capítulos. Este es el objetivo principal del presente capítulo.

El capítulo queda dividido en dos partes bien diferenciadas. En la primera se describen las características de los materiales y del diseño implementado en cada uno de los modelos a analizar. La segunda se ocupa del análisis en sí de los resultados obtenidos de las mediciones en el laboratorio sobre los prototipos construidos y de la comparación de los mismos con los resultados de esos modelos en simulación. Para poder establecer una comparación de la forma más completa posible, se estudiarán dos aspectos distintos en cada uno de los modelos implementados.

En primer lugar, se analizará el nivel de adaptación. Analizar este aspecto resulta fundamental a hora de describir el comportamiento de una antena no sólo ya por comprobar que los niveles de adaptación obtenidos en las simulaciones se cumplan en las implementaciones físicas, sino también para corroborar que estas frecuencias en las que los diseños se encuentran adaptados coinciden en los prototipos y en las simulaciones.

En segundo lugar, también se analizará el diagrama de radiación del diseño para comprobar si los correspondientes a los modelos físicos tienen la misma forma y dirección de

apuntamiento que se ha observado a lo largo de los estudios que se han efectuado en el capítulo anterior.

## 5.2. Implementación de los diseños

La sección más extensa e importante del capítulo anterior se dedicó al estudio de los planos de masa formados por estructuras periódicas *dogbone*, unos destinados a funcionar únicamente en una banda, otros diseñados para ser duales en este aspecto. El último tipo de los planos de masa diseñados, el que consigue un comportamiento dual, se ha analizado en concreto con tres tipos distintos de antenas de hilo: dipolo, lazo y monopolo. De cada una de estas tres antenas se extrajo un diseño concreto que es el que presenta un mejor comportamiento en niveles de adaptación y, también es de suponer, en su diagrama de radiación.

En la práctica, atendiendo a dificultades técnicas no es posible implementar dos de estos diseños analizados en el capítulo anterior de una manera sencilla. Con esto nos referimos a los diseños correspondientes al dipolo y al lazo cuyo principal problema para ser implementados físicamente es encontrar una forma de sujeción y alimentación que no altere de manera sustancial sus propiedades tanto de adaptación como de radiación y resulte sencilla de construir. Por ende, el diseño que será implementado y medido será el que utiliza al monopolo cuya sujeción y alimentación se pueden llevar a cabo de una forma muy sencilla.

De este último modelo se analizarán dos implementaciones que se diferencian únicamente en el tamaño del plano de masa, con el fin de confirmar el efecto que tiene éste en la forma y dirección de apuntamiento del diagrama de radiación y si la adaptación se mantiene tan constante como parecía en los resultados obtenidos de las simulaciones. Los tamaños del plano de masa elegidos para ser analizados son los que cuentan con cuatro y seis celdas unitarias por lado, respectivamente.

A lo largo del proyecto se han ido definiendo en muchos puntos tanto las dimensiones características de los elementos que conforman el plano de masa y el monopolo, como algunos de los materiales y tecnologías que pensaban utilizarse. La utilización de ciertas tecnologías y materiales para la fabricación de los prototipos se ha visto limitada sobre todo con la disponibilidad de éstos. Aún así en este caso no ha habido problemas en este aspecto porque no habido ningún tipo de requerimiento especial en el proceso de fabricación. Los materiales y tecnologías usadas en las distintas partes del diseño se encuentran brevemente descritos a continuación:

### A) Sustrato:

Se ha utilizado el sustrato DUROID 5880 disponible en el catálogo de materiales del laboratorio. Se trata un sustrato semirrígido, ligero, barato y de espesores disponibles 0.787mm. o 1.5mm., dónde se ha elegido el primero. Se caracteriza por su permitividad relativa de 2.2. y por la baja tangente de pérdidas que ofrece ( $\text{tg}(\delta) = 0.0009$ ).



### *B) Metalizaciones:*

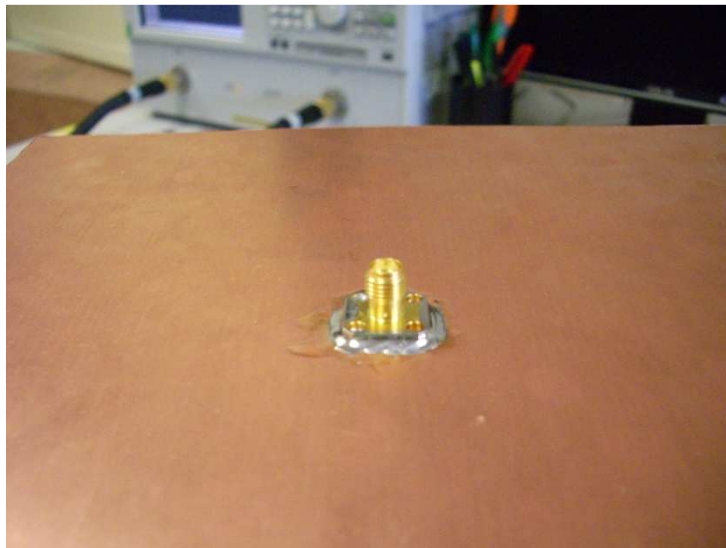
Las metalizaciones utilizadas en la construcción de los elementos *dogbone* se encuentran adheridas en la superficie al sustrato descrito previamente y son de cobre, con un espesor de 35  $\mu\text{m}$ .

### *C) Plano de masa:*

El plano de masa se encuentra adherido al sustrato en la cara contraria a las metalizaciones de la misma forma que éstas. Está fabricado también en cobre, y tiene un espesor de 35  $\mu\text{m}$ ., al igual que las metalizaciones presentes en la otra cara.

### *D) Alimentación:*

Para proveer de alimentación a la totalidad del sistema se ha optado por la utilización de un conector SMA. Éste se encuentra soldado a la parte posterior del plano de masa, de forma muy parecida a como se presentó en el diseño simulado, con el fin de incidir los menos posible sobre el funcionamiento del conjunto, tanto en adaptación como en su diagrama de radiación. La **Fig.5.2.1** muestra la implementación del conector SMA en el modelo físico.



**Fig 5.2.1:** Implementación física del conector SMA que provee de alimentación al sistema.

### *E) Monopolo:*

El monopolo ha sido construido a partir de cable de cobre monohilo de radio 0.635mm. La conexión con el conector SMA se ha efectuado a través de un orificio practicado en el sustrato.

#### **5.2.1. Monopolo sobre plano de masa *dogbone* con seis celdas unitarias de lado**

Las tablas presentadas a continuación incluyen de forma completa la información necesaria para la completa caracterización de este diseño, que se compone del monopolo asociado a un plano de masa *dogbone* dual en banda con dimensiones de seis por seis

elementos. La información provista por las tablas se complementa con las figuras más abajo presentadas.

CARACTERÍSTICAS DEL PLANO		
Sustrato	Permitividad relativa ( $\epsilon_r$ )	2.2
	Lado	193.2 mm.
	Espesor	0.787 mm.
Metalización (6x6)	Longitud del brazo central corto (D)	19 mm.
	Longitud del brazo central largo (D')	26 mm.
	Grosor del brazo central (E)	3.5 mm.
	Longitud de los extremos (C)	13 mm.
	Grosor de los extremos (E')	3.5 mm.
	Separación entre metalizaciones adyacentes	2 mm.
	Separación entre centros de cruces adyacentes	31.5 mm.
	Material	Cobre
	Espesor	35 $\mu$ m.
Plano de masa	Material	Cobre
	Lado	193.2 mm.
	Espesor	35 $\mu$ m.

Tabla 5.2.1: Características del plano de masa correspondientes al diseño de 6x6.

CARACTERÍSTICAS DE LA ANTENA		
Monopolo	Longitud (L)	21 mm.
	Radio (r)	0.635 mm.
	Distancia hasta el plano (h)	2.5 mm.
	Material	Cobre
Alimentación	Conector coaxial de tipo SMA	

Tabla 5.2.2: Características de la antena correspondientes al diseño de 6x6.

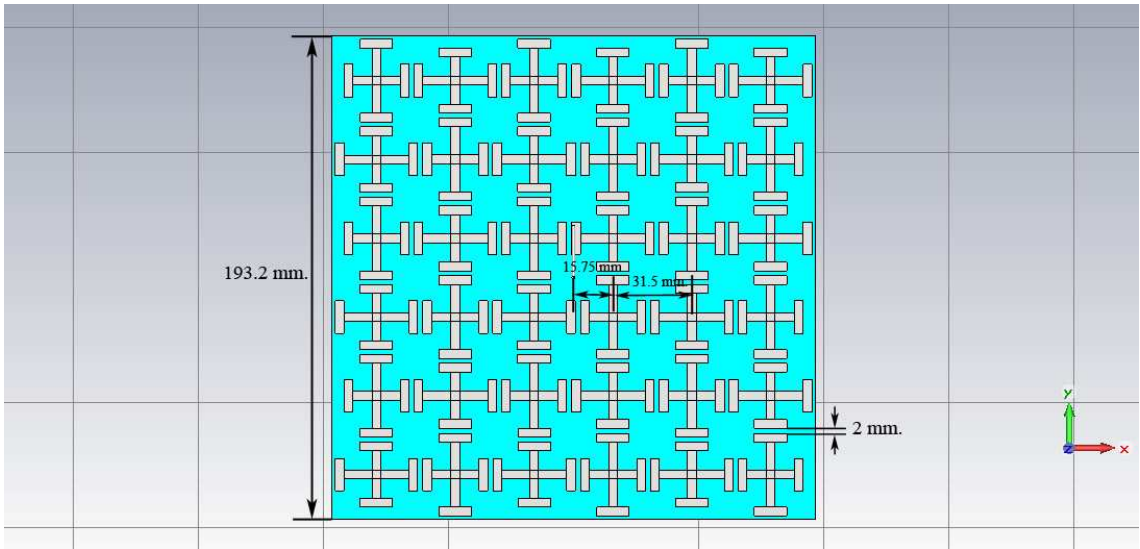
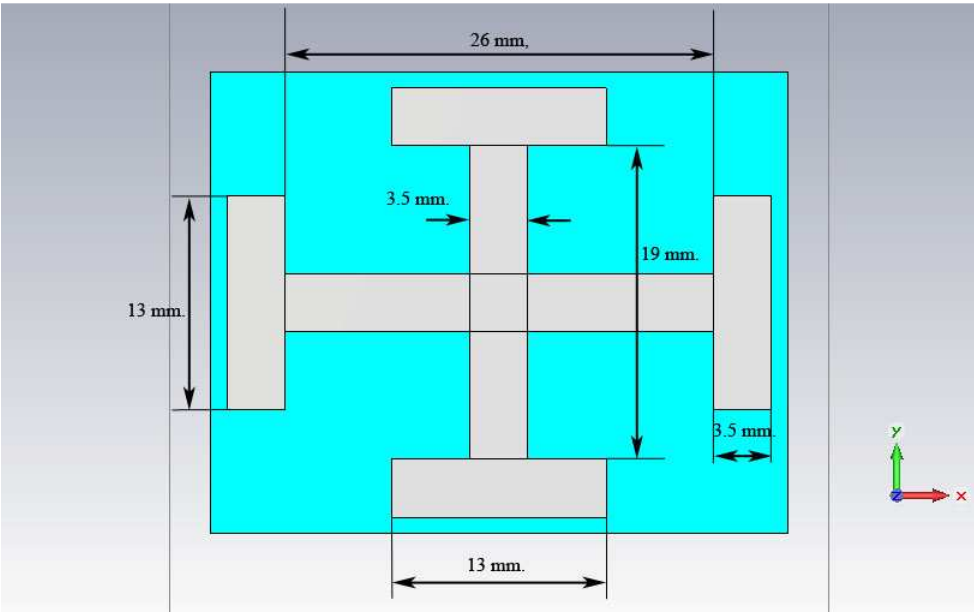


Fig 5.2.2: Medidas del plano de masa implementado con 6x6 elementos *dogbone*.

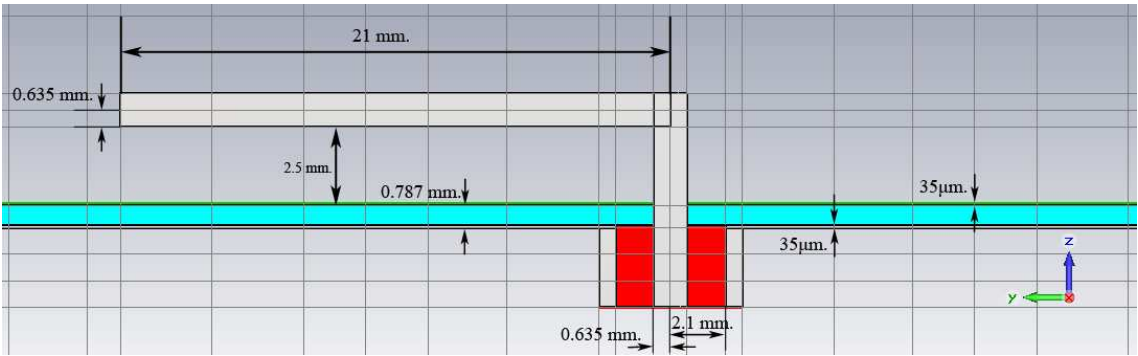
En la Fig.5.2.2 se muestran aquellas dimensiones que no se han dado en otros momentos por estar calculadas en base al alto y ancho de la celda unitaria, pero que en este

momento son necesarias y carece sentido darlas en función otros parámetros. Las dimensiones de la metalización se muestran con sus valores a continuación, en la **Fig.5.2.3**.



**Fig 5.2.3:** Dimensiones propias de la metalización utilizada en la implementación física del diseño.

En la **Fig.5.2.4** se muestra una vista de perfil del diseño implementado centrada en la zona donde se encuentra sujeto el monopolito, a fin de poder acotar todas las medidas correspondientes a éste y a su sujeción al plano de masa. También se encuentran acotadas en esta figura todas las dimensiones relativas a espesores de los distintos materiales.



**Fig 5.2.4:** Vista lateral del diseño sobre la zona del monopolito.

### 5.2.2. Monopolito sobre plano de masa *dogbone* con cuatro celdas unitarias de lado

De igual forma que se ha hecho con el diseño presentado en el apartado anterior, a continuación se presentan las tablas con toda la información referente a los materiales utilizados en la construcción de los diseños, y a las dimensiones de cada elemento. La única diferencia con el diseño presentado antes reside en la diferencia de tamaño existente entre ambas superficies AMC. Mientras en el caso anterior se tenía un plano de masa artificial de seis por seis elementos *dogbone*, en el actual esas dimensiones se ven reducidas a cuatro por cuatro. La información de este diseño está contenida en la **Tabla 5.2.3** y la **Tabla 5.2.4**. Sólo se

presenta la imagen correspondiente a la vista frontal de la antena, ya que tanto la vista de perfil como las metalizaciones utilizadas son idénticas en ambos diseños.

CARACTERÍSTICAS DEL PLANO		
Sustrato	Permitividad relativa ( $\epsilon_r$ )	2.2
	Lado	128.8 mm.
	Espesor	0.787 mm.
Metalización (4x4)	Longitud del brazo central corto (D)	19 mm.
	Longitud del brazo central largo (D')	26 mm.
	Grosor del brazo central (E)	3.5 mm.
	Longitud de los extremos (C)	13 mm.
	Grosor de los extremos (E')	3.5 mm.
	Separación entre metalizaciones adyacentes	2 mm.
	Separación entre centros de cruces adyacentes	31.5 mm.
	Material	Cobre
Plano de masa	Espesor	35 $\mu$ m.
	Material	Cobre
	Lado	128.8 mm.
	Espesor	35 $\mu$ m.

Tabla 5.2.3: Características del plano de masa correspondientes al diseño de 4x4.

CARACTERÍSTICAS DE LA ANTENA		
Monopolo	Longitud (L)	21 mm.
	Radio (r)	0.635 mm.
	Distancia hasta el plano (h)	2.5 mm.
	Material	Cobre
Alimentación	Conector coaxial de tipo SMA	

Tabla 5.2.4: Características de la antena correspondientes al diseño de 4x4.

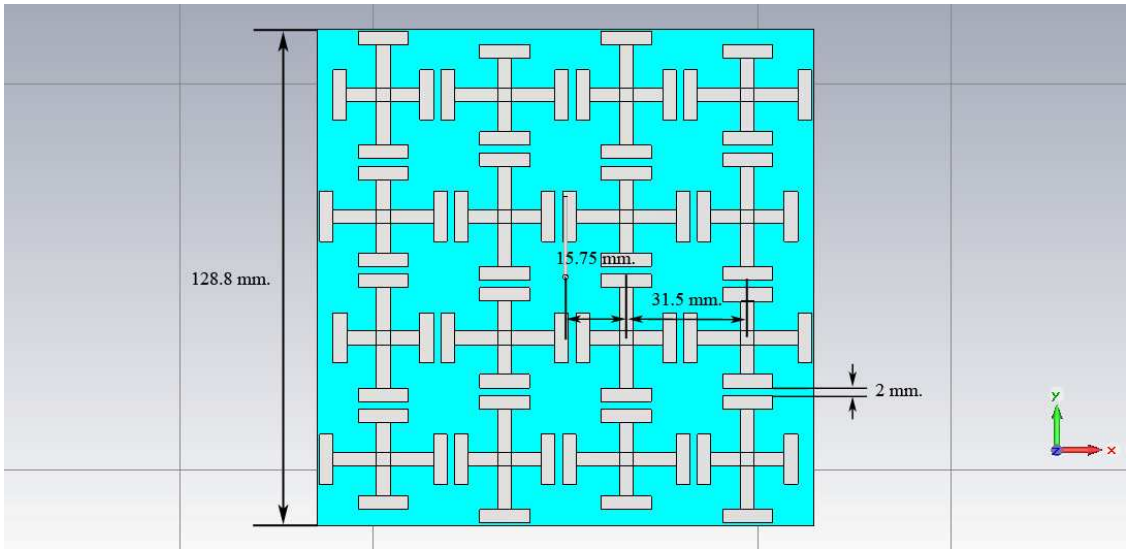


Fig 5.2.5: Medidas del plano de masa implementado con 6x6 elementos *dogbone*.

En la Fig.5.2.5 se muestran las mismas dimensiones mostradas antes con el plano de masa de seis elementos *dogbone* de lado, pero aplicado en este caso al plano que corresponde al actual diseño, que sólo tiene cuatro elementos en cada lado. En la imagen se puede

comprobar como el resto de medidas de los dos diseños coinciden menos el número de elementos y las dimensiones del plano de masa de cobre y del sustrato dieléctrico.

### 5.3. Medidas en laboratorio

El apartado anterior estaba dedicado a la descripción de los distintos materiales utilizados y de las características específicas de cada uno de los modelos que se ha decidido implementar. En el presente apartado se procederá a recoger las medidas efectuadas en el laboratorio, y se establecerá una comparación entre los resultados obtenidos de esta medición y de las simulaciones mediante el software *CST Microwave Studio 2009*.

Las medidas que se van a realizar sobre que cada prototipo son las que definen en mayor grado el comportamiento de una antena, es decir, el nivel de adaptación que esta logra en las frecuencias de trabajo y el diagrama de radiación en esas frecuencias. El equipo utilizado para la medición es un analizador vectorial de redes Agilent E8364B con capacidad para funcionar en un rango de frecuencias desde 10 MHz. hasta 50 GHz. Para la medición del diagrama de radiación se ha necesitado el uso de la cámara anecoica del laboratorio de radiofrecuencia de la UC3M.

Además de las medidas efectuadas sobre las implementaciones físicas de los modelos citados, se han realizado medidas sobre tres diseños distintos compuestos cada uno de ellos por tres elementos *dogbone*, destinados a comprobar si realmente las estructuras utilizadas en el proyecto funcionaban como debían. Estos diseños son analizados a continuación, antes de los resultados de los prototipos de monopolo con plano de masa *dogbone*.

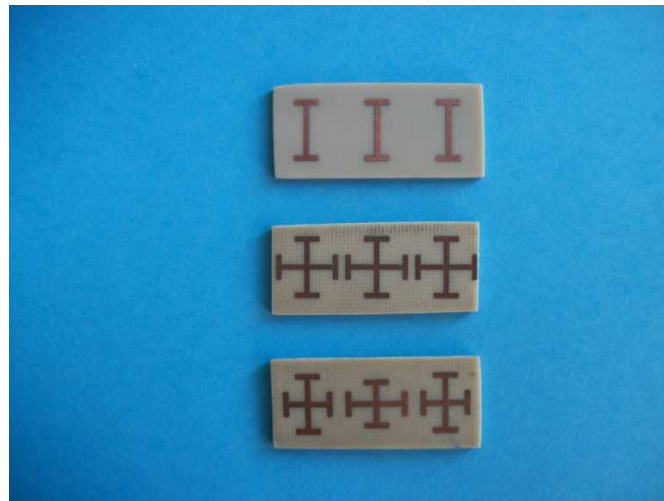
#### 5.3.1. Pruebas con otros diseños con elementos *dogbone*

Las siguientes medidas se realizaron antes de abordar la implementación física de los diseños estudiados a lo largo del capítulo anterior, con la intención de poder tener una idea inicial del comportamiento que muestran estas estructuras en un entorno real. Para ello se adaptaron los diseños de los planos de masa estudiados a lo largo del capítulo 4 para poder ser medidos en una guía de onda que funciona en frecuencias superiores a las aquí estudiadas (a partir de 4 GHz.).

El experimento ha consistido en realizar varios diseños con elementos *dogbone* adaptados a las dimensiones de la guía; tres, siendo concretos. Cada uno de ellos se encuentra formado por tres elementos *dogbone*. El primero de los diseños se corresponde *dogbone* sencillos que sólo resuenan a una frecuencia orientados en la dirección de la polarización del modo fundamental de la guía. El segundo de ellos contiene estructuras en forma de cruz de Jerusalén con brazos de distinta longitud. El tercero y último contiene la misma estructura en forma de cruz de Jerusalén, pero con los brazos de igual longitud.

Se ha situado el sustrato con los elementos fotograbados en el extremo de la guía de onda y se ha colocado una tapa metálica sobre éste para tener una condición de cortocircuito (conductor eléctrico) detrás de los elementos. Desde el otro extremo se excita el modo

fundamental de la guía de onda. La medida que resulta de interés es la fase del parámetro  $s(1,1)$ . Dado que no se puede medir directamente la fase presente en la superficie que contiene los elementos *dogbone*, es necesario realizarlo de la siguiente manera. Se toma la medida de la fase que proporciona la guía sola únicamente con la tapa metálica en el extremo, en el mismo punto en el que se mide la fase con los elementos, y se calcula la diferencia entre ambas. De esta forma, sí es posible saber la fase en la superficie de forma fiable. Aún así, no es posible observar en este tipo de medidas aspectos como por ejemplo el ancho de banda, ya que la medida no tiene la precisión suficiente. Únicamente servirá para corroborar el comportamiento observado en las simulaciones dentro de un entorno real.



**Fig 5.3.1:** Diseños de estructuras *dogbone* utilizadas en el experimento.

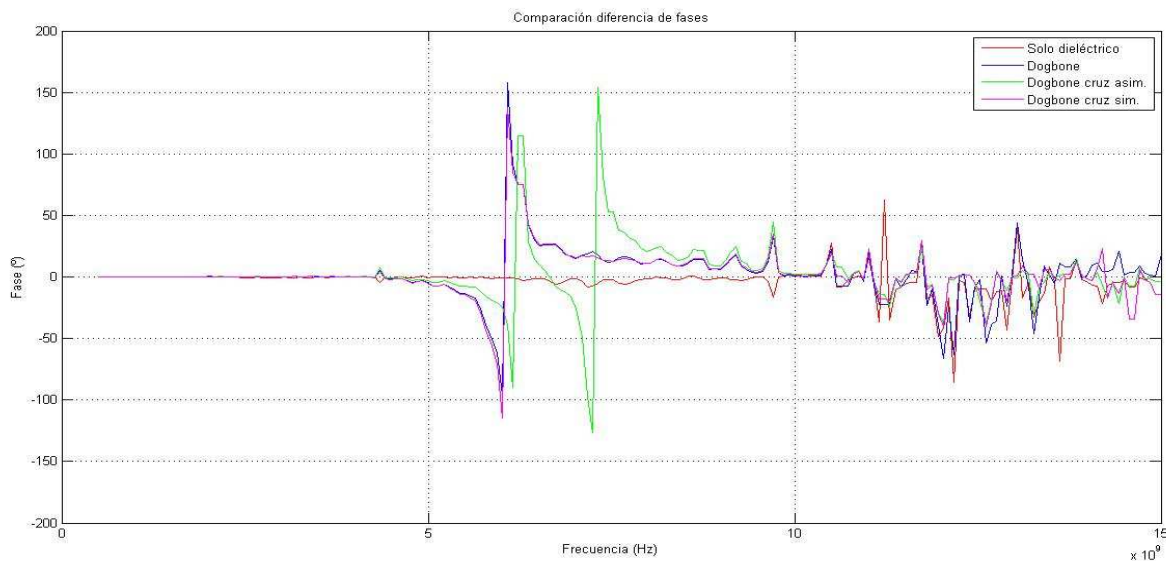
En la siguiente tabla se especifican los datos tanto de la estructura *dogbone* como de la guía de onda utilizadas.

CARACTERÍSTICAS DEL PLANO		
Sustrato	Permitividad relativa ( $\epsilon_r$ )	3.38
	Alto	16 mm.
	Ancho	35 mm.
	Espesor	1.5 mm.
Metalización	Longitud del brazo central corto (D)	6 mm.
	Longitud del brazo central largo (D')	8 mm.
	Longitud del brazo central del <i>dogbone</i> simple(D)	8 mm.
	Grosor del brazo central (E)	1 mm.
	Longitud de los extremos (C)	4 mm.
	Grosor de los extremos (E')	1 mm.
	Separación entre centros de elementos	11.67 mm.
	Material	Cobre
	Espesor	35 $\mu$ m.
Guía de onda	Alto	16 mm.
	Ancho	35 mm.

**Tabla 5.3.1:** Especificaciones de los diseños *dogbone* utilizados en el experimento.

Como puede observarse en la **Fig.5.3.2**, las mediciones obtenidas del experimento descrito se corresponden bastante con los resultados de las observaciones de la fase del

coeficiente de reflexión en las numerosas simulaciones realizadas sobre las estructuras, teniendo en cuenta la obvia diferencia del rango de frecuencias de estudio en el resto del proyecto y en el presente experimento.



**Fig 5.3.2:** Comparación de la fase del parámetro  $s(1,1)$  para distintos diseños *dogbone* en una guía de onda.

La línea roja representa la fase medida teniendo únicamente el dieléctrico. Se puede observar como no se produce ningún tipo de cambio brusco sobre la curva, lo cual indica lo poco que afecta la presencia o no presencia de éste. En cambio, las líneas morada y azul si presentan un intervalo de frecuencia en torno a 6 GHz. en el que la fase empieza a decrecer rápidamente, para volver a aumentar en un salto cuando supera los  $-180^\circ$ . Este cambio rápido de fase indica dónde se produce el fenómeno de la resonancia magnética. Como se puede ver, tener una estructura compuesta por elemento *dogbone* simples o cruces de Jerusalén con los brazos de igual longitud no afecta prácticamente a la respuesta en fase observada (las líneas morada y azul coinciden casi de manera exacta).

En la línea verde, correspondiente a la estructura formada por elementos *dogbone* en forma de cruz de Jerusalén con los brazos de distinta longitud, se puede apreciar, tal y como se ha observado en las distintas simulaciones de los planos de masa de doble banda, cómo el fenómeno de la resonancia magnética descrito en el párrafo anterior se produce en dos frecuencia distintas: la primera de ellas en torno a los 6 GHz., y la segunda un poco más alta, aproximadamente a 7.2 GHz.

Por tanto, mediante esta prueba se puede confirmar sobre un entorno de laboratorio que el comportamiento esperado de las estructuras analizadas en el proyecto se cumple con bastante fidelidad.



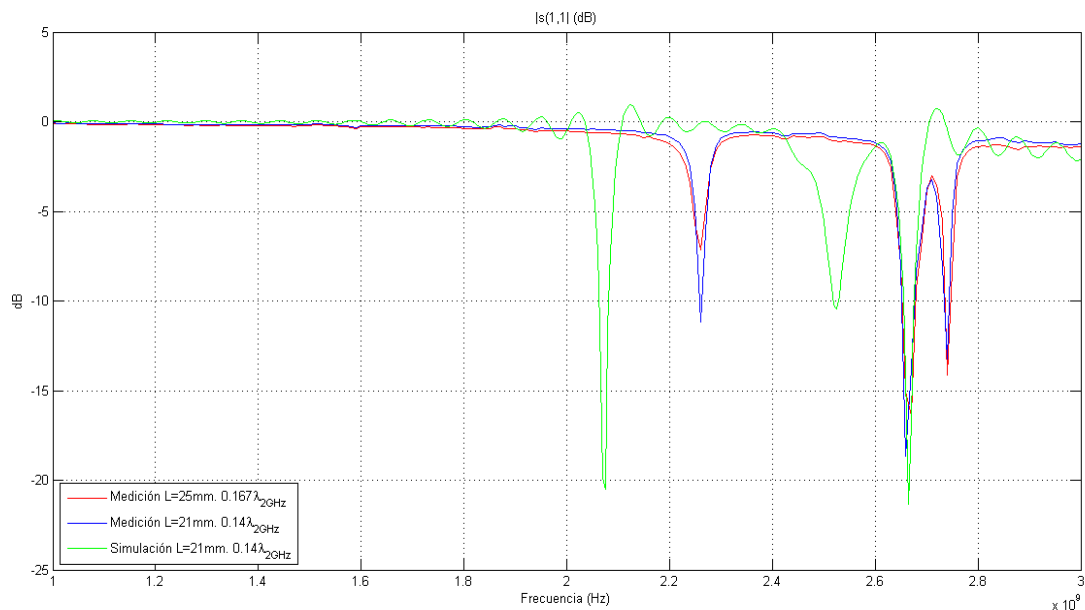
### 5.3.2. Monopolo sobre plano de masa *dogbone* con seis celdas unitarias de lado

A continuación se procederá a la medición del diseño correspondiente al más grande de los planos de masa elegidos, el seis elementos de lado. Se medirán, en este orden, el nivel de adaptación y el diagrama de radiación del sistema.



**Fig 5.3.3:** Vista frontal del diseño con monopolo sobre plano de masa *dogbone* de 6x6 elementos.

En la **Fig.5.3.4** puede observarse la gráfica que compara los resultados de las mediciones con los obtenidos previamente en las simulaciones. Lo primero que salta a la vista es que los puntos en los que debería estar adaptado el diseño (líneas roja y azul) se encuentran muy desplazados de las frecuencias en la que se encuentra la adaptación en las simulaciones. Siendo concretos la primera frecuencia de trabajo, es decir  $f_{o_1}$ , se encuentra casi 200 MHz desplazada hacia arriba en la medición respecto de lo obtenido en la simulación, al tener  $f_{o_1}=2.075$  GHz. en los resultados simulados y  $f_{o_1}=2.26$  GHz. en los resultados experimentales. Para la segunda frecuencia de trabajo se como los resultados coinciden, pero esto es fruto de lo siguiente: mientras que de los dos mínimos situados a frecuencias más altas en la simulación es el más alto el que establece la segunda frecuencia de trabajo, en los resultados experimentales es el primero de estos dos mínimos el que tiene un mejor nivel de adaptación. El desplazamiento observado en esta ocasión es algo menor al encontrado en  $f_{o_1}$ , pero aún así considerable. El primero de estos mínimos se encuentra en la simulación a 2.52 GHz. mientras que en la medición coincide con la frecuencia de trabajo y se produce a 2.66 GHz. (se observa en este caso un desplazamiento de 140 MHz. hacia arriba en los resultados experimentales). Esta diferencia es menor si se observa el último mínimo en ambos resultados, 2.665 GHz. es la segunda frecuencia de trabajo en la simulación, mientras que en la medición aumenta hasta 2.74 GHz. (la distancia entre éstos últimos se reduce a 75 MHz). Este desplazamiento aunque muy grande, podría estar producido en parte por la tolerancia de los materiales utilizados o por las pérdidas de los mismos, ya que estas no se han tenido en cuenta en los modelos simulados.



**Fig 5.3.4:** Medición y simulación del nivel de adaptación del diseño con plano de masa *dogbone* con 6x6 elementos.

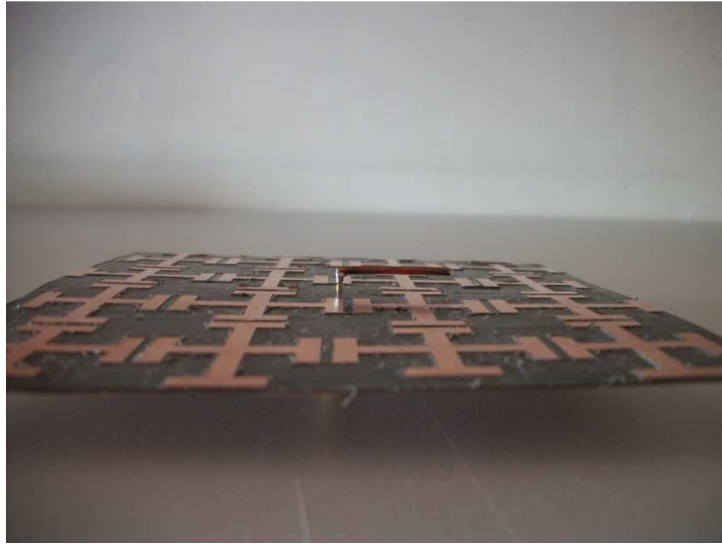
Los niveles de adaptación encontrados en la frecuencia de trabajo sin embargo, sin ser espectaculares cumplen con los requisitos fijados. En  $f_{o1}$  se obtiene un nivel de -11.18 dB, mayor que los -20 dB obtenidos en simulación pero por debajo de los -10 dB impuestos como máximas pérdidas de retorno. En cambio, la adaptación conseguida en  $f_{o2}$  es mejor ya que varía muy poco respecto a los resultados teóricos, pasa de -21.36 dB en éstos a -18.68 dB en las medidas, con lo que hay una diferencia de menos de 3 dB de una a otra. La conclusión general que se puede sacar a raíz de estos resultados es que los resultados experimentales se encuentran desplazados hacia arriba en frecuencia respecto a los simulados, pero que aún así se encuentran adaptados en dos frecuencias distintas, de forma que parte de los objetivos buscados se cumplen.

### 5.3.3. Monopolo sobre plano de masa *dogbone* con cuatro celdas unitarias de lado

Después de haber medido la adaptación del diseño con plano de masa de 6x6 elementos *dogbone* de doble banda es el turno de efectuar esta misma medición en el otro prototipo construido basándose en los diseños estudiados en los capítulos anteriores. En este caso el plano de masa dispone es un poco más pequeño que el analizado antes porque tiene una dimensiones de 4x4 elementos *dogbone* de doble banda.

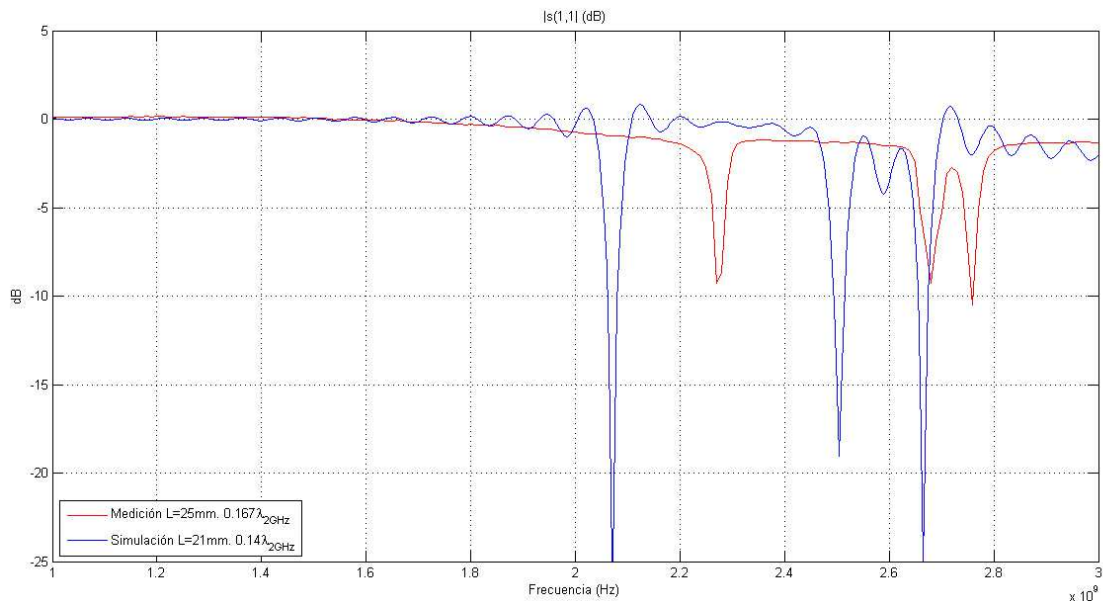
En este caso los resultados obtenidos, al igual que ocurría en el prototipo analizado anteriormente, se encuentran notablemente desplazados hacia arriba en frecuencia. También se aprecia fácilmente en la **Fig.5.3.6** que este desplazamiento es sensiblemente mayor en la frecuencia de trabajo más baja  $f_{o1}$ , dónde es de casi 200 MHz. (2.07 GHz. en la simulación frente a los 2.27 GHz. de la medición), que en la frecuencia de trabajo más alta  $f_{o2}$ , dónde el desplazamiento se reduce prácticamente a la mitad, obteniendo 2.66 GHz. en la simulaciones

realizadas con el software *CST Microwave Studio* y 2.76 GHz. en las mediciones realizadas en el laboratorio.



**Fig 5.3.5:** Vista de perfil del diseño con monopolo sobre plano de masa *dogbone* de 4x4 elementos.

En lo que se refiere al nivel de adaptación obtenido en este último prototipo, éste alcanza muy a duras penas el mínimo nivel exigido en  $f_{o_2}$  dónde el valor obtenido en la medición es tan sólo de -10.47 dB. Para  $f_{o_1}$  no se cumple ni tan siquiera este criterio, ya que el mínimo que indica dónde se encuentra esta frecuencia de trabajo alcanza únicamente los -9.28 dB, con lo cual no se puede considerar que el diseño este bien adaptado a esta frecuencia. No obstante, las mediciones no se pudieron realizar con la longitud óptima que corresponde al monopolo por dificultades técnicas, por lo tanto los niveles de adaptación obtenidos en la medida en laboratorio sean probablemente sensiblemente peores a los que se puedan llegar a conseguir, parecidos quizás a los vistos en el prototipo de mayor tamaño.



**Fig 5.3.6:** Medición y simulación del nivel de adaptación del diseño con plano de masa *dogbone* con 4x4 elementos.

# Capítulo 6:

## Conclusiones y posibles líneas futuras

---

### 6.1. Conclusiones

Durante los capítulos anteriores se ha realizado un extenso estudio del funcionamiento que presenta un tipo determinado de estructuras periódica: las estructuras *dogbone*; tanto de forma individual como asociadas en forma de planos de masa a distintos tipos de antenas de hilo como el dipolo, el lazo o el monopolo. Además se han diseñado por primera vez estructuras *dogbone* de doble banda. Este último capítulo se encarga de resumir los puntos más importantes estudiados a lo largo de todo el proyecto y ofrecer algunas conclusiones y posibles líneas futuras de desarrollo.

Primeramente se estudiaron la bases de funcionamiento del tipo de estructuras a estudiar en el proyecto, las estructuras periódicas *dogbone*, utilizadas en la fabricación de superficies AMC. En este capítulo se analizó el comportamiento que ofrece una celda unitaria de esta estructura, y mediante estudios paramétricos se comprobó de qué manera afecta cada uno de los parámetros de la celda unitaria *dogbone* al comportamiento AMC descrito (frecuencia de trabajo, ancho de banda conseguido), mediante la observación del módulo del coeficiente de transmisión y la fase del coeficiente de reflexión. Se llegó a la conclusión de que una de las maneras más sencillas de variar la frecuencia a la que se produce este comportamiento es modificar la longitud del brazo central de la estructura, el cual al aumentar su longitud reduce la frecuencia de resonancia magnética (aquella en que la fase del coeficiente de reflexión es 0 y aparecen las características de conductor magnético perfecto) y viceversa. También se observó que en la mayoría de las ocasiones presentan un ancho de banda pequeño; y posteriormente, al probar distintas polarizaciones lineales, que estas estructuras no funcionan para una polarización perpendicular a su eje longitudinal, sino que ésta debe ser paralela a éste último.

Habiendo establecido los conocimientos básicos acerca de este tipo de estructura, en el tercer capítulo se inició un primer acercamiento hacia el objetivo final del proyecto, lograr

encontrar una estructura periódica capaz de presentar el comportamiento AMC en dos frecuencias distintas. Para ello se partió de los datos obtenidos en el capítulo anterior y se aplicaron buscando una estructura muy similar a la primera analizada pero que mostrara el comportamiento AMC a otra frecuencia. Para ello se optó por cambiar la longitud del brazo principal, uno de los parámetros que más afecta a la frecuencia en la que se produce el paso por 0 de la fase del coeficiente de reflexión, para que la nueva estructura resonara a una frecuencia más baja. Finalmente se presentó el primer diseño que busca un comportamiento dual en banda, utilizando las dos estructuras diseñadas hasta entonces creando una cruz con ambas. Con esto se consigue una estructura que funciona a una u otra frecuencia, en función de la polarización que reciba de la onda incidente. Además se analizó cómo influyen los cambios en ciertos parámetros tanto del elemento *dogbone* paralelo a la polarización presente como del perpendicular a ésta. Por último se estableció una comparación entre distintos tipos de planos de masa cuando se usan con un dipolo horizontal: planos PEC (conductor eléctrico perfecto), PMC (conductor magnético perfecto) y planos de masa artificiales contruidos a partir de la asociación de varias celdas unitarias *dogbone*. En esta comparación se ven claramente las ventajas del uso de los últimos al conseguir que un dipolo esté bien adaptado cuando está colocado a una distancia del plano impensable con los planos de masa clásicos.

Partiendo de la obtención de una celda unitaria en el capítulo anterior capaz de mostrar un comportamiento AMC en dos frecuencias distintas (aunque sólo se dispone de una en la práctica según la polarización de la onda incidente), en el capítulo cuarto se busca encontrar una aplicación práctica a este elemento. Para ello en el último apartado del capítulo anterior se realizó una comparación entre distintos tipos de planos de masa, en la que se construyó un plano de masa artificial a partir de la celda unitaria *dogbone* estudiada en el capítulo 2. En este capítulo se continuó con esta línea de estudiar la adaptación que presenta un dipolo ante un plano de masa artificial construido a partir de elementos *dogbone*. Se probó el funcionamiento con planos de masa elaborados con metalizaciones *dogbone* sencillas (es decir, que sólo funcionan a una frecuencia) con los brazos de las dos longitudes probadas anteriormente y tras comprobar que, aunque tienen una baja tolerancia a rotaciones, presentan resultados satisfactorios y ventajas sobre otros tipos de plano de masa, se llevó a cabo la construcción de un plano de masa utilizando la celda unitaria capaz de funcionar a dos frecuencias analizada en el capítulo 3. Para conseguir adaptación en ambas frecuencias se optó por ir intercalando las posiciones de las celdas de forma que un *dogbone* largo siempre tenga a dos cortos como adyacentes, y viceversa. Una vez probado analizado el nivel de adaptación y el diagrama de radiación de este diseño con el dipolo obteniendo para ambos resultados satisfactorios, también se decidió llevar a cabo simulaciones con otros tipos de antenas de hilo, como un lazo y un monopolo. El resultado con ambos tipos de antenas es bueno, pudiendo decir de esta forma que el plano de masa construido presenta cierta versatilidad a la hora de poder trabajar con varios tipos de antenas. Al igual que en los planos de masa contruidos para funcionar a una sola frecuencia, también se ha detectado una baja tolerancia a rotaciones sobre el dipolo o monopolo, ya que el conjunto sólo consigue funcionar bien para los casos en los la antena se encuentra orientada en una de las dos direcciones que toman los elementos *dogbone*. También se aplicó una reducción del número de elementos que componen la superficie AMC que disminuyó el tamaño total del plano de masa hasta valores menores de un cuarto del inicial sin alterar de forma sustancial las características ni de adaptación ni del diagrama de radiación. Algo que llamó la atención fue ver que, utilizando un lazo, el cual tiene

teóricamente en la dirección broadside un nulo en el diagrama de radiación, se obtuviese un máximo en el diagrama de radiación del conjunto antena más plano de masa artificial en esa misma dirección. Para comprender este efecto se analizó el diagrama de radiación por componentes de uno de los casos que implementaba el monopolo y a través de su observación se llegó a la conclusión de que en muchos casos, la estructura que realmente radia es el plano de masa, actuando el dipolo, lazo o monopolo en su mayor parte como alimentador de la superficie AMC.

En el capítulo quinto, correspondiente a los resultados experimentales, se ha procedido en primer lugar a mostrar las especificaciones, tanto a nivel de materiales y tecnologías como de dimensiones, que tienen las implementaciones físicas de algunos de los diseños analizados en el capítulo anterior de los cuales se decidió construir un prototipo. Estos prototipos a construir son en concreto los que utilizan el monopolo paralelo a la superficie del plano de masa con un tamaño de éste último de 6x6 y 4x4 celdas unitarias de doble banda, respectivamente.

Tras analizar el comportamiento del primer prototipo, el que tiene el plano de masa de 6x6 elementos, se puede ver cómo las frecuencias de trabajo obtenidas en las medidas experimentales se encuentran bastante desplazadas hacia arriba en frecuencia respecto de las observadas en simulación, entre unos 100 y 200 MHz. de media. En cambio el nivel de adaptación a estas frecuencias sí parece, aunque peor que en la simulaciones realizadas, correcto, ya que en las frecuencias de trabajo se encuentra por debajo de -10 dB. Por tanto aunque exista un desplazamiento en frecuencia, podemos decir que la antena se encuentra adaptada a dos frecuencias distintas.

En el segundo prototipo, el que tiene el plano de masa más pequeño, se ha observado un comportamiento muy parecido al visto en el anterior diseño. Existe un desplazamiento en frecuencia casi idéntico al visto anteriormente, donde la frecuencia de trabajo más baja se encuentra en la medida de laboratorio 200 MHz. más arriba que en la simulación, reduciéndose esta diferencia a 100 MHz. para la frecuencia de trabajo más alta. Pero a diferencia del modelo anterior, en este caso los niveles de adaptación no satisfacen criterio impuesto de menos de -10 dB de pérdidas de retorno en las frecuencias de trabajo. Aunque hay que tener en cuenta que la longitud del monopolo analizado en este caso no se corresponde con la del monopolo utilizado en la simulación, pues el del prototipo es 4 mm. más largo. Por tanto, es de suponer que si se probara este diseño con la longitud adecuada del monopolo los resultados obtenidos serían mejores.

## 6.2. Posibles líneas futuras

En este apartado se recogen algunas ideas que han ido surgiendo a lo largo de la elaboración del proyecto para líneas futuras ya sean de investigación o de potenciales aplicaciones para los diseños de antenas de hilo de bajo perfil estudiados en el mismo.

Una de las características menos ventajosas de las estructuras *dogbone* es, sin duda, el reducido ancho de banda que ofrecen moviéndose siempre entre aproximadamente un 1 % y un 5 %. Bien es cierto que aumentando el espesor del sustrato dieléctrico se han logrado

anchos de banda en fase de hasta un 13%, pero ha sido a costa de incrementar mucho el grosor de la lámina, y no hay que olvidar que el objetivo de este proyecto es el estudio de antenas que cumplan el requisito de ser de bajo perfil. Por tanto, puede ser recomendable investigar sobre posibles nuevas vías de aumentar de forma eficaz el ancho de banda disponible sin tener que aumentar de forma desproporcionada el tamaño de la estructura.

Siguiendo en lo referente al plano de masa, podrían probarse distintas disposiciones en los elementos *dogbone* para conseguir el funcionamiento de doble banda de la superficie. Una idea en esta línea sería eliminar los brazos *dogbone* perpendiculares a la situación del monopolo y mantener únicamente los brazos paralelos a éste, alternando brazos largos y corto dentro de cada fila, para comprobar el efecto que este cambio puede tener tanto sobre la adaptación de la antena como sobre su diagrama de radiación.

Otro punto no cubierto por este proyecto sobre el que realizar estudios puede ser el análisis del comportamiento EBG que suelen presentar este tipo de estructuras. Esta propiedad permite a las estructuras o *metamateriales* que la poseen eliminar la propagación de ondas de superficie en cierto rango de frecuencia. Resulta interesante pues, que los rangos en los que aparece el comportamiento AMC estudiado en este proyecto y el citado EBG coincidan o estén lo más próximos posible.

Si la aparición de este comportamiento EBG resulta efectiva podrían estudiarse alternativas en la colocación de las antenas de hilo sobre el plano, sobretodo planteándose la sustitución del monopolo simple utilizado en este proyecto por un array de monopolos, ya que en teoría el comportamiento EBG ayudaría a reducir de forma considerable el acoplamiento que pueda aparecer entre los distintos elementos del array.

Respecto a las potenciales aplicaciones para este diseño, sería adecuada para situaciones en las que se requiere adaptar una antena a cualquier superficie sin que resalte mucho ni resulte demasiado aparatoso el conjunto, ya sea por motivos más funcionales (aerodinámica, proteger a la antena de la exposición a ciertas condiciones) o por motivos de diseño y estética. Es fácil al hablar de este tipo de antenas pensar en aplicaciones aeronáuticas o aeroespaciales; o también en su aplicación en sectores como el de la automoción, donde realizando un escalado adecuado de la antena podría utilizarse para sustituir a la clásicas antenas usadas para la recepción de radio comercial, camuflándola en el interior del techo.



# Anexo 1:

## Costes del proyecto

---

Llegados a este punto, tras elaborar toda la documentación propia del proyecto, es el momento de proceder con un cálculo estimado del coste económico del mismo. Dentro de dicha estimación quedan incluidos los gastos de personal (como las horas invertidas en la elaboración de este documento y todos los estudios que lo componen y la mano de obra del técnico en cargado de la fabricación de los prototipos) y los gastos materiales, tales como material de oficina, equipos informáticos y de laboratorio, materiales necesarios para la construcción de los prototipos, etc.

A continuación se adjunta un desglose de los recursos humanos y materiales utilizados, junto con el coste unitario característico de cada uno de ellos. Los precios mostrados no incluyen I.V.A.

### Recursos materiales

En esta sección quedan detallados los materiales amortizables utilizados durante la realización del proyecto. Se especifica su precio total, período de amortización y coste de uso por mes.

Descripción	Precio	Período de amortización	Coste por mes
Analizador de redes Agilent E8364B	100412 €	6 años	1.394,61 €/mes
Ordenador portátil	670 €	3 años	18,61 €/mes
Otro equipamiento del laboratorio	4000 €	6 años	55,55 €/mes

### Recursos humanos

A continuación se muestra una tabla con el resumen de los recursos humanos utilizados a lo largo del desarrollo del proyecto. Se detalla el puesto y el coste de mano de obra por hora asociado a cada uno de ellos.

Descripción	Código	Puesto	Coste por hora
Juan Pedro Perianes Rodríguez	R1	Técnico de laboratorio	30 €/hora
Víctor Sánchez Martínez	R2	Ingeniero Técnico	35 €/hora

## Costes de material fungible

A continuación en la siguiente tabla se muestran los materiales fungibles utilizados en el proyecto así como el coste asociado a ellos.

Descripción	Coste
Material de oficina	250 €
Acceso a Internet	315 €

## Coste de los materiales utilizados en los prototipos

En la siguiente tabla se muestran los costes correspondientes a los materiales utilizados en la fabricación de los prototipos que implementan los diseños desarrollados en el proyecto. Estos costes no incluyen I.V.A. Obsérvese que estos costes sólo están asociados a dichos materiales y que por tanto, para calcular los costes totales de las prototipos habría que añadirle a los aquí mostrados los correspondientes a la mano de obra del técnico en el proceso de fabricación y montaje.

Descripción	Coste
Plano de masa con 6x6 elementos <i>dogbone</i> fotograbados sobre sustrato DUROID 5880, monopolo y conector SMA	50 €
Plano de masa con 4x4 elementos <i>dogbone</i> fotograbados sobre sustrato DUROID 5880, monopolo y conector SMA	50 €

## Coste de recursos humanos y materiales

A continuación se procede a realizar el cálculo del coste que han supuesto tanto los recursos humanos como los materiales utilizados, listados anteriormente. En las siguientes tablas se muestra un desglose del coste unitario de cada recurso, su período de utilización y el importe total asociado a cada uno de ellos.

El período de utilización utilizado para el ordenador se corresponde con espacio de tiempo que ha ocupado el desarrollo del proyecto, puesto que se ha usado de forma continua. En cambio, el período de utilización asociado al material de laboratorio, es mucho menor, de sólo un mes, durante el cual se han llevado a cabo las mediciones necesarias sobre los prototipos.

Descripción	Coste por mes	Período de uso	Importe
Analizador de redes Agilent E8364B	1394,61 €/mes	1 mes	1.394,61 €
Ordenador portátil	18.61 €/mes	9 meses	167,49 €
Otro equipamiento del laboratorio	55.55 €/mes	1 mes	55,55 €
Materiales fungibles			565 €
Materiales de los prototipos			100 €
<b>Coste total de materiales (I.V.A. no incluido)</b>			<b>2282.65 €</b>

En la siguiente tabla se muestra el coste asociado a los recursos humanos utilizados, para una mayor claridad se ha realizado un desglose de las principales tareas que han compuesto el desarrollo del proyecto especificando su coste unitario.

Descripción	Código del recurso	Horas	Coste por hora	Importe
Planificación del proyecto y documentación inicial	R2	40	35 €/hora	1.400 €
Estudio de las estructuras periódicas <i>dogbone</i>	R2	100	35 €/hora	3.500 €
Diseño de los planos de masa y modelos de las antenas	R2	220	35 €/hora	7.700 €
Fabricación de los prototipos (fotograbado y montaje)	R1	15	30 €/hora	450 €
Medidas en laboratorio	R2	7	35 €/hora	245 €
Documentación final, validación y seguimiento del proyecto	R2	150	35 €/hora	5.250 €
<b>Coste total de recursos humanos (I.V.A. no incluido)</b>				<b>18.545 €</b>

## Coste total del proyecto

Para finalizar, a continuación se muestran en la siguiente tabla los costes totales del proyecto, calculados en base a los costes parciales considerados anteriormente. El coste se muestra tanto sin incluir como incluyendo los impuestos asociados a él (I.V.A.).

Descripción	Importe
Coste total de recursos materiales	2.282,65 €
Coste total de recursos humanos	18.545 €
<b>Total (I.V.A. no incluido)</b>	<b>20.827,65 €</b>
Base imponible	20.827,65 €
I.V.A. (16 %)	331,43 €
<b>Coste total (impuestos incluidos)</b>	<b>24.160,08 €</b>

## Anexo 2:

# Glosario de términos

---

A continuación se dan unas breves definiciones de algunos de los términos que serán utilizados a lo largo de la memoria de este proyecto, con la intención de que la mayoría de lo aquí expuesto sea comprensible para casi cualquier persona con unos mínimos conocimientos.

- **Impedancia de un material:** Es una magnitud propia de cualquier material. Define en gran parte cómo se comportará cualquier onda electromagnética a su paso por él. Normalmente se trata de un número complejo. La parte real recibe el nombre de resistencia, y la imaginaria el de reactancia, que suele estar asociada a pérdidas. Los materiales que se encuentran en la naturaleza tienen estas dos componentes. Un material ideal sin pérdidas, sin embargo; solamente dispondría de parte real (resistencia).
- **Coeficiente de reflexión:** Es el parámetro que relaciona la amplitud y fase de una onda electromagnética incidente con las de una onda reflejada, cuando la primera encuentra una discontinuidad, es decir, cuando esta se propaga por un determinado material y encuentra a su paso otro material de distinta impedancia al primero. Se trata de un número complejo con módulo entre 0 (en caso de que no se refleje nada) y 1 (en caso de que se refleje todo) y fase entre 0 y  $2\pi$ . En una discontinuidad entre un medio 1 y un medio 2 se puede calcular el coef. de reflexión que se observa desde el medio 1 como:

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

- **Adaptación:** Se dice que un sistema (en este caso concreto se aplica a antenas) está adaptado cuando éste no rechaza, por decirlo de alguna manera, las ondas electromagnéticas que le llegan como entrada, esto es, que a la entrada del sistema se tiene un coeficiente de reflexión muy cercano a cero en módulo. Para conseguir adaptar un sistema hay que lograr que la impedancia característica de la línea de alimentación (coaxial, microstrip, etc.) sea lo más parecida posible a la que se ve en la entrada de éste. Hay impedancias normalizadas, para facilitar la adaptación, como

pueden ser las de  $50\ \Omega$  (utilizada en este caso) o  $75\ \Omega$ . Se suele considerar adaptado un sistema cuando el parámetro  $s(1,1)$  a la entrada de éste vale  $-10\ \text{dB}$  o menos en la frecuencia o frecuencias de trabajo.

- **Diagrama de radiación:** Representa gráficamente en qué direcciones radia más o menos la antenna. Es una función en dos coordenadas esféricas: acimut ( $\phi$ , que va desde  $0$  a  $2\pi$ ) y elevación ( $\theta$ , que va de  $0$  a  $\pi$ ), que indica qué densidad de potencia se emite para cada una de las combinaciones posibles entre ambas coordenadas. Una breve observación del diagrama de radiación de una antenna permite formarse una idea fiel de las principales características de ésta respecto a su forma de radiar como por ejemplo si la antenna es omnidireccional o directiva, la dirección de apuntamiento del máximo de radiación, el ancho de haz a  $-3\ \text{dB}$  que permite saber si la antenna sólo emite hacia un punto muy concreto o un espacio más amplio, etc.
- **Eficiencia:** La eficiencia de una antenna es la relación existente entre la potencia inyectada en la entrada del sistema, y la potencia que realmente la antenna radia. Va desde  $0$  para una antenna que no radia nada, hasta  $1$  para una antenna que radie toda la potencia que recibe en su entrada. Una antenna siempre tiene una resistencia relacionada a pérdidas que provoca que la eficiencia nunca pueda ser  $1$  (eficiencia ideal) aunque es posible conseguir valores muy próximos a éste.
- **PEC:** Perfect Electric Conductor, o conductor eléctrico perfecto. Es un material ideal con impedancia igual a cero. Aplicando la fórmula del coef. de reflexión se observa cómo da lugar a un  $\Gamma = -1$ , es decir, refleja toda onda electromagnética que incida sobre él, además, al ser la fase de  $180^\circ$ , está onda reflejada se encuentra en oposición de fase respecto de la onda incidente.
- **PMC:** Perfect Magnetic Conductor, o conductor magnético perfecto. Es un material ideal con impedancia infinita. Es más difícil encontrar un material que aproxime su comportamiento al de un PMC que al de un PEC. Aplicando la fórmula de coef. de reflexión se observa que da lugar a  $\Gamma = 1$ , esto es, el PMC refleja cualquier onda electromagnética que incida sobre él pero, a diferencia del PEC, en este caso la onda reflejada se encuentra en fase con la incidente.
- **Metamaterial:** Es un material artificial compuesto a su vez de otros materiales, cuyas propiedades no pueden ser encontradas de forma natural en ningún material por sí mismo. Estas propiedades se definen por el diseño de éste (típicamente estructuras periódicas de metalizaciones sobre un dieléctrico) y no por su composición.
- **AMC:** Es un tipo de metamaterial, el cual es capaz de comportarse dentro de un determinado rango de frecuencia de forma bastante aproximada a la de un **PMC**. Este rango de frecuencia en el que se manifiesta este comportamiento característico suele estar definido por la fase del coeficiente de reflexión, cuando ésta toma unos valores entre  $-90^\circ$  y  $90^\circ$ , siendo la frecuencia central aquella donde dicha fase vale  $0$ .

- **Dogbone:** Es un tipo de estructura con la que se puede conseguir una superficie **AMC**, y en cuyo estudio se encuentra centrado este proyecto. Como su propio nombre indica, su forma guarda ciertas semejanzas con un típico hueso para perro, es decir, posee un brazo central más o menos largo y dos a los extremos perpendiculares al primero más cortos.
- **Ondas de superficie:** Es un tipo particular de ondas que se propaga normalmente en las superficie de los conductores eléctricos. Tienen aplicaciones por ejemplo en la propagación de las ondas a través de líneas microstrip, pero también provocan interferencias cuando encuentran una discontinuidad, que estropean en muchas ocasiones los diagramas de radiación de las antenas introduciendo irregularidades en su distribución.
- **EBG:** Electronic Band Gap. Es un tipo de comportamiento que aparece en ciertos metamateriales cuya principal característica es que para una cierta banda (banda de funcionamiento EBG) la superficie impide casi en su totalidad la propagación de ondas de superficie, y por tanto la aparición de las interferencias que estas producen.
- **Cámara anecoica:** Las cámaras anecoicas son recintos con un blindaje metálico en sus paredes, a manera de una jaula de Faraday y forradas con material absorbente de radiofrecuencia en su interior, a fin de aislar de interferencias externas y simular condiciones de espacio libre al interior, dichas cámaras de RF tienen aplicaciones en el campo de las telecomunicaciones, utilizándose para llevar a cabo la medición de parámetros involucrados en las comunicaciones móviles, fijas, satelitales o incluso aeronáuticas; mediciones comunes son la tasa de absorción específica (SAR, Specific Absortion Rate) de los terminales móviles, o el diseño y caracterización de elementos radiantes tales como antenas y dipolos.

# Bibliografía

---

- [1] FAN YANG, YAHYA RAHMAT-SAMII, "Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering", *Cambridge University Press*, 2009.
- [2] DONZELLI, G., VALLECCHI, A. , CAPOLINO, F., SCHUCHINSKY, A.: "Metamaterial made of paired planar conductors: Particle resonances, phenomena and properties" *Metamaterials*, Vol. 3, No. 1, 10-27., March 2009.
- [3] RAJO IGLESIAS, E., "Apuntes de Tecnología de AF II", *Universidad Carlos III de Madrid*, 2009.
- [4] INMACULADA TOMEIO REYES, "Aplicación de las superficies de alta impedancia al diseño de antenas de hilo de bajo perfil", *Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid*, Junio 2008.
- [5] BERUETE, M; CAMPILLO, I; DOLADO, J S; RODRÍGUEZ-SECO, J E; PEREA, E; FALCONE, F; "Antena 'Bull-Eye'" de Bajo Perfil.  
[http://w3.iec.csic.es/URSI/articulos\\_modernos/articulos\\_gandia\\_2005/articulos/RP5/583.pdf](http://w3.iec.csic.es/URSI/articulos_modernos/articulos_gandia_2005/articulos/RP5/583.pdf)
- [6] ZHOU, J; ZHANG, L; TUTTLE, G; KOSCHNY, T; SOUKOULIS, C M; "Negative index materials using simple short wire pairs", *Phys. Rev. B* 73, 2006.
- [7] DOLLING, G; ENKRICH, C; WEGENER, M; SOUKOULIS, C M; LINDEN, S; "Low-loss negativeindex metamaterial at telecommunication wavelengths", *Opt. Lett.* 31, 1800–1802, 2006.
- [8] ELEFThERIADES, G V; MARKLEY, L; "A negative-refractive-index metamaterial for incident plane waves of arbitrary polarization", *IEEE Anten. Wireless Propag. Lett.* 6, 28–32, 2006.